

UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE VALENCIA

DEPARTAMENTO DE COMUNICACIONES

Grupo de Comunicaciones Ópticas y Cuánticas



Diseño y caracterización de  
dispositivos codificadores y  
decodificadores para sistemas  
OCDMA Coherentes

TESIS DOCTORAL

ROCÍO BAÑOS LÓPEZ

*Director:*

DANIEL PASTOR ABELLÁN

*Doctor Ingeniero en Telecomunicaciones*

Valencia, mayo de 2015



---

# Diseño y caracterización de dispositivos codificadores y decodificadores para sistemas OCDMA Coherentes

---

Rocío Baños López

Grupo de Comunicaciones Ópticas y Cuánticas.  
Instituto de Telecomunicaciones y Aplicaciones Multimedia, iTEAM.  
Universidad Politécnica de Valencia.  
Camí de Vera s/n, 46022 Valencia, España

Valencia, mayo de 2015





*“De entre las espinas se saca la rosa”*

San Jerónimo



---

# Agradecimientos

Durante estos años han sido muchas las personas que han ayudado en la realización de este trabajo, y a quienes quiero expresar mi gratitud.

En primer lugar a mi director, D. Daniel Pastor Abellán; que me ha guiado, enseñado y apoyado a lo largo de estos años y sin el cuál esta tesis no hubiera sido posible. No me olvido de los compañeros Waldimar Amaya y Víctor García, cuya colaboración ha sido imprescindible en este trabajo.

Debo un especial agradecimiento a Waldimar Amaya y David Domenech por todo su tiempo y ayuda, y la infinita paciencia que han tenido.

Asimismo, quiero dar las gracias al Grupo de Comunicaciones Ópticas y Cuánticas de la Universidad Politécnica de Valencia, donde se ha realizado esta tesis doctoral. A lo largo de estos años he encontrado no sólo unos excelentes compañeros, sino también muy buenos amigos, en quienes siempre he encontrado apoyo y comprensión. Pon un *barrier* en tu vida!

A mi madre, mi hermano y mi *cuñi*, por su inmesurable apoyo y confianza durante estos años.

Y por último, quiero dar las gracias a Alejo; porque siempre ha estado ahí para ayudarme, apoyarme y sacarme un sonrisa cuando más lo he necesitado.

Una vez más, muchas gracias a todos.



---

# Resumen

En este trabajo se propone el diseño y caracterización de dispositivos ópticos avanzados para aplicaciones de codificación óptica en secuencia directa coherente, también denominada codificación temporal en fase, basados en *SSFBGs* (*Super-Structured Fiber Bragg Grating*).

El objetivo de la tesis es mejorar el comportamiento general de los dispositivos propuestos para la codificación óptica y el de sus características, como lo son: pérdidas de inserción y reflectividad, ancho de banda de los dispositivos, eficiencia espectral y finalmente el comportamiento frente a la dispersión cromática presente en la fibra óptica utilizada en la red de telecomunicaciones.

Para alcanzar dicho objetivo se proponen modificaciones en el proceso de diseño y fabricación de los dispositivos basados en fibra.

Adicionalmente, se presenta la implementación de estos dispositivos codificadores y decodificadores en tecnología integrada basada en silicio (*SOI, Silicon on Insulator*), cuyo diseño está basado en celdas unitarias compuestas por acopladores direccionales, líneas de retardo y desfasadores termo-ópticos, que permite la sincronización de los códigos.

Para ambas tecnologías se definen con precisión los dispositivos necesarios y sus parámetros más importantes, se desarrolla el modelo teórico matemático y se muestran los resultados de simulación del proceso de codificación y decodificación.

Diferentes montajes experimentales son llevados a cabo para verificar el proceso de codificación y decodificación para los dispositivos en fibra; así como la verificación conjunta de dispositivos integrados y *SSFBGs*, presentando la total compatibilidad entre las tecnologías.

Para finalizar, se desarrolla una metodología basada en la modulación en banda lateral única, para la caracterización frecuencial completa (módulo y fase) de los dispositivos bajo estudio, permitiendo la recuperación de su respuesta impulsiva.



---

# Abstract

In this thesis we propose the design and characterization of advanced optical devices used in coherent direct sequence optical en/decoding, also called temporal phase en/decoding, based on *SSFBGs* (*Super-Structured Fiber Bragg Grating*). The aim of this thesis is to enhance the overall performance of the proposed devices used in optical en/decoding and their characteristics, such as: insertion losses and reflectivity, spectral bandwidth, spectral efficiency and chromatic dispersion present in the optical fiber used in the Telecommunication network.

To achieve this goal, modifications in the design and fabrication process were proposed.

Additionally, encoder and decoder integrated devices based on (*Silicon On Insulator technology*), were presented. The design of the integrated devices is based on unit cells, which are composed of directional couplers, delay lines and thermo-optical heaters. The use of thermo-optical structures enables the code to be tuned. The characteristics of the devices, along with the most important related parameters were defined accurately for both technologies. Furthermore, a mathematical model was developed for the encoding and decoding process, and the results of simulations are shown.

The experimental encoding and decoding process was carried out using *SSFBGs* devices, and hybrid experiments were also performed using integrated devices with *SSFBGs*, demonstrating that all the technologies are completely compatible.

Finally, a characterization methodology based on optical single side band was developed in order to achieve complete frequency characterization (modulus and phase) of the optical devices proposed, leading to the recovery of the impulse response.





---

# Resum

En aquest treball es proposa el disseny i caracterització de dispositius òptics avançats basats en *SSFBGs* (*Super-Structured Fiber Bragg Grating*) per a aplicacions de codificació òptica en seqüència directa coherent, també anomenada codificació temporal en fase.

L'objectiu de la tesi és millorar el comportament general dels dispositius proposats per a la codificació òptica i les seves característiques com pèrdues d'inserció i reflectivitat, amplada de banda dels dispositius, eficiència espectral i finalment el comportament davant la dispersió cromàtica present en la fibra òptica utilitzada en la xarxa de telecomunicacions.

Per assolir aquest objectiu es proposen modificacions en el procés de disseny i fabricació dels dispositius basats en fibra.

Adicionalment, es presenta la implementació d'aquests dispositius codificadors i descodificadors en tecnologia integrada basada en silici (*SOI, Silicon on Insulator*). El disseny està basat en cel·les unitàries compostes per acobladors direccionals, línies de retard i desfasadors termo-òptics, que permeten la sintonització dels codis. Per a ambdues tecnologies es defineixen amb precisió els dispositius necessaris i els seus paràmetres més importants. També es desenvolupa el model teòric matemàtic i es mostren els resultats de simulació del procés de codificació i descodificació.

Així mateix, per a verificar el procés de codificació i descodificació dels dispositius en fibra, a més de la verificació conjunta de dispositius integrats i *SSFBGs*, s'utilitzen diferents muntatges experimentals. Així doncs es presenta la total compatibilitat entre les tecnologies.

Per finalitzar, es desenvolupa una metodologia basada en la modulació en banda lateral única per a la caracterització freqüencial completa (mòdul i fase) dels dispositius baix estudi. D'aquesta manera es permet la recuperació de la seva resposta a l'impuls.



---

# Índice general

|  |        |
|--|--------|
| Índice de figuras . . . . .  | xxvi   |
| Índice de tablas . . . . .   | xxviii |
| 1 Introducción . . . . .   | 1      |
| 1.1 Contexto. . . . .  | 1      |
| 1.2 Objetivos . . . . .  | 4      |
| 1.3 Estructura de la Tesis . . . . .   | 5      |
| Bibliografía. . . . .  | 8      |
| 2 Codificación óptica - Sistemas <i>OCDMA</i> . . . . .  | 9      |
| 2.1 Introducción a la codificación óptica y los sistemas de acceso múltiple en código, CDMA. . . . .     | 9      |
| 2.1.1 OCDMA Incoherente <i>vs</i> Coherente . . . . .  | 11     |
| 2.1.2 OCDMA Coherente en Secuencia Directa.. . . .   | 15     |
| 2.2 Dispositivos codificadores y decodificadores para Codificación óptica Coherente (CDS-OCDMA). . . . . | 16     |
| 2.2.1 Dispositivos basados en <i>SSFBGs</i> . . . . .  | 16     |
| 2.3 Proceso de codificación y decodificación óptica. . . . .   | 27     |
| 2.3.1 Modelado Matemático. . . . .   | 28     |
| 2.4 Conclusiones. . . . .  | 34     |
| Bibliografía. . . . .  | 42     |
| 3 Codificadores Ópticos Coherentes de envolvente ancha. Sistemas OCDMA/WDM. . . . .                      | 43     |
| 3.1 Introducción . . . . .   | 43     |

|   |         |
|---|---------|
| 3.2 Dispositivos codificadores Multi-banda propuestos. . . . .  | 47      |
| 3.2.1 Propuesta de fabricación . . . . .  | 47      |
| 3.3 Resultados obtenidos. . . . .   | 50      |
| 3.3.1 Dispositivos fabricados. . . . .  | 51      |
| 3.3.2 Sistema de verificación experimental de la codificación y decodificación Multi-banda. . . . .   | 53      |
| 3.4 Conclusiones. . . . .   | 61      |
| Bibliografía . . . . .  | 64      |
| <br>4 Codificadores Ópticos Coherentes de envolvente rectangular. . . . .                             | <br>65  |
| 4.1 Introducción. . . . .   | 65      |
| 4.2 Diseño de dispositivos con envolvente plana. . . . .  | 66      |
| 4.2.1 Parámetros de diseño. . . . .   | 70      |
| 4.3 Dispositivos fabricados. . . . .  | 72      |
| 4.3.1 Dispositivos de código único. . . . .   | 73      |
| 4.3.2 Dispositivos Multi-código y Multi-banda. . . . .  | 75      |
| 4.4 Proceso de codificación y decodificación. . . . .   | 81      |
| 4.4.1 Resultados. . . . .   | 83      |
| 4.5 Conclusiones. . . . .   | 89      |
| Bibliografía . . . . .  | 92      |
| <br>5 Codificadores Ópticos Coherentes Compensadores de la dispersión. . . . .                        | <br>93  |
| 5.1 Introducción. . . . .   | 93      |
| 5.2 Diseño y fabricación de los dispositivos <i>CDS-OCDMA</i> compensadores de la dispersión. . . . . | 94      |
| 5.2.1 Formulación teórica. . . . .  | 94      |
| 5.2.2 Dispositivos compensadores propuestos. . . . .  | 97      |
| 5.3 Dispositivos <i>CDS-OCDMA</i> compensadores de la dispersión fabricados. . .                      | 103     |
| 5.4 Verificación del proceso de codificación y decodificación. . . . .                                | 107     |
| 5.5 Conclusiones. . . . .   | 116     |
| Bibliografía . . . . .  | 121     |
| <br>6 Dispositivos Codificadores Ópticos Coherentes Integrados. . . . .                               | <br>123 |
| 6.1 Introducción. . . . .   | 123     |

|       |  |     |
|-------|--|-----|
| 6.2   | Diseño y fabricación de los dispositivos Codificadores Coherentes en SOI. .  | 124 |
| 6.2.1 | Celdas unitarias. . . . .  | 126 |
| 6.2.2 | Dispositivos propuestos. . . . .   | 131 |
| 6.2.3 | Dispositivos fabricados. . . . .   | 134 |
| 6.3   | Caracterización de los dispositivos integrados fabricados. . . . .   | 134 |
| 6.3.1 | Caracterización pasiva. . . . .  | 135 |
| 6.3.2 | Caracterización activa. . . . .  | 143 |
| 6.4   | Proceso de codificación y decodificación. . . . .  | 147 |
| 6.5   | Conclusiones. . . . .  | 151 |
|       | Bibliografía. . . . .  | 155 |
| 7     | Caracterización de dispositivos ópticos. . . . .   | 157 |
| 7.1   | Introducción. . . . .  | 157 |
| 7.2   | Técnicas interferométricas coherentes. . . . .   | 159 |
| 7.2.1 | Reflectometría de baja coherencia: <i>OLCR (Optical Low Coherence</i> . . . . .  | 160 |
| 7.2.2 | Reflectometría coherente en frecuencia, <i>C-OFDR, Coherente Optical Fre-</i><br><i>quency Reflectometry</i> . . . . . | 162 |
| 7.2.3 | Conclusiones sobre las técnicas interferométricas coherentes. . . . .  | 165 |
| 7.3   | Caracterización mediante técnicas de radiofrecuencia. . . . .  | 166 |
| 7.3.1 | Técnica del desfase o <i>MPS</i> . . . . .   | 166 |
| 7.4   | Método propuesto: Desplazamiento de la banda lateral. . . . .  | 173 |
| 7.4.1 | Caracterización del método. . . . .  | 176 |
| 7.4.2 | Resultados obtenidos. . . . .  | 181 |
| 7.5   | Conclusiones sobre las técnicas basadas en radiofrecuencia. . . . .  | 189 |
| 7.6   | Conclusiones. . . . .  | 190 |
|       | Bibliografía. . . . .  | 194 |
| 8     | Conclusiones y Líneas futuras . . . . .  | 195 |
| 8.1   | Conclusiones. . . . .  | 195 |
| 8.2   | Líneas futuras. . . . .  | 198 |
| A     | Gold Code . . . . .  | 201 |
| A.1   | Familia de código Gold utilizada en el trabajo de tesis. . . . .   | 201 |

|  |     |
|--|-----|
| B Publicaciones científicas del autor                | 203 |
| B.1 Publicaciones científicas en revistas. . . . .   | 203 |
| B.2 Publicaciones científicas en congresos . . . . . | 203 |

---

# Índice de figuras

|  |    |
|--|----|
| 1.1. Diferentes despliegues de <i>FTTx</i> . <i>FTTH</i> : Fiber To The Home; <i>FTTB</i> : Fiber to the Building y <i>FTTC</i> : Fiber To The Curb. . . . . | 2  |
| 1.2. Técnicas de acceso: TDMA, WDMA, OFDMA y CDMA. . . . .   | 3  |
| 2.1. Cardinalidad en función de la longitud y peso de familias código $(n, w_C, 1)$ -OOC para longitud de código impar. . . . .                              | 12 |
| 2.2. Correlaciones de $X$ e $Y$ , palabras código pertenecientes a un $(15, 3, 1)$ -OOC. . . . .   | 13 |
| 2.3. Correlaciones de $X$ e $Y$ , palabras código de una familia de <i>Gold Code</i> de longitud 15. . . . .   | 14 |
| 2.4. Proceso de codificación teórico de <i>CDS-OCDMA</i> . . . . .   | 15 |
| 2.5. Codificador <i>OCDMA</i> basado en <i>SSFBG</i> . . . . .   | 17 |
| 2.6. Codificador <i>OCDMA</i> basado en <i>SSFBG</i> con múltiples reflexiones por subred. . . . .   | 17 |
| 2.7. Simulación temporal (a) y espectral (b) de dispositivos <i>SSFBG</i> ideales. . . . .   | 18 |
| 2.8. Esquema proceso de fabricación mediante máscara. a) Superposición de los órdenes +1 y -1, y b) distancias físicas en relación a la fibra. . . . .       | 20 |
| 2.9. Sucesión de exposiciones en <i>SSFBGs</i> . . . . .   | 21 |
| 2.10. Perturbación distribuida del índice de refracción. . . . .   | 22 |
| 2.11. Fabricación de las redes de difracción mediante múltiples exposiciones por <i>chip</i> . . . . .   | 23 |

|   |    |
|---|----|
| 2.12. Respuesta espectral ideal y propuesta utilizando grabado de <i>chip</i> continuo. . . . .   | 24 |
| 2.13. Única exposición por chip. . . . .  | 24 |
| 2.14. Respuesta espectral ideal y propuesta con grabado de <i>chip</i> único. .   | 25 |
| 2.15. Comparativa de las respuestas espectrales ideal y propuesta teórica de redes de grabado continuo y único. . . . .   | 26 |
| 2.16. Modelo de sistemas <i>OCDMA</i> . . . . .   | 27 |
| 2.17. Codificación mediante SSFBG. . . . .  | 27 |
| 2.18. Codificación y decodificación óptica. Señales de <i>ACP</i> y <i>XC</i> . . . .   | 28 |
| 2.19. Señales de autocorrelación y correlación cruzada. . . . .   | 30 |
| 2.20. Señales de Autocorrelación y correlación cruzada obtenidas mediante la simulación teórica, <i>ACP</i> y <i>XC</i> . . . . .   | 30 |
| 2.21. Relaciones $r_g$ y $r_\omega$ para una familia de 32 códigos de longitud 63. .  | 33 |
| 2.22. Espectros finales de la señal conjunta $H_{pulso}^{sistema}$ para un código de 63 <i>chips</i> . . . . .  | 33 |
| 3.1. Canalizaciones para la multiplexación en longitud de onda. . . . .   | 44 |
| 3.2. Esquemático del funcionamiento de <i>OCDMA/WDM</i> . Los usuarios se definen mediante longitud de onda y código de manera unívoca. .   | 44 |
| 3.3. Esquema de la canalización espectral y número de usuarios para la implementación de <i>OCDMA</i> y de <i>OCDMA/WDM</i> <i>OCDMA</i> . .  | 45 |
| 3.4. Multiplexación en función del tipo de dispositivo de/codificador utilizando: a) Varios canales mediante una <i>SSFBG</i> Multi-banda, b) Varios canales en un único FSR utilizando una <i>SSFBG</i> estándar, c) <i>SSFBGs</i> estándar por canal. . . . . | 47 |
| 3.5. Medida en reflexión de una red <i>SSFBG</i> para <i>OCDMA</i> implementando un código bipolar, junto con la envolvente euiivalente aproximada del láser UV. . . . .  | 48 |
| 3.6. Esquema general del sistema de fabricación [15]. . . . .   | 49 |
| 3.7. Esquemático del proceso de focalización del haz del láser UV de fabricación, mediante el uso de dos lentes cilíndricas convergentes. .   | 49 |



|  |    |
|--|----|
| 3.8. Esquema simplificado del proceso de fabricación de las redes de difracción Multi-banda mediante el uso de lentes convergentes para la focalización del haz UV. . . . .        | 50 |
| 3.9. Medidas espectrales de dispositivos fabricados con distinta focalización junto con la envolvente del haz del láser UV aproximado en cada caso. . . . .                        | 51 |
| 3.10. Característica espectral simulada ideal (negro) junto con el resultado de dos dispositivos fabricados (azul y verde). . . . .  | 52 |
| 3.11. Detalle espectral de las redes fabricadas donde se aprecia la desviación en longitud de onda debido a la fabricación. . . . .  | 52 |
| 3.12. Simulación teórica del efecto de la desintonía en longitud de onda en la señal de <i>ACP</i> . . . . .   | 53 |
| 3.13. Diagrama de bloques del montaje experimental. . . . .  | 54 |
| 3.14. Simulación del proceso de codificación señal de entrada y señal codificada en tiempo, en a) para la señal de la <i>MLL</i> sin diezmar y en b) diezmada a 1.25 Gp/s. . . . . | 55 |
| 3.15. Diezmado de la fuente <i>MLL</i> . . . . .   | 55 |
| 3.16. Acomodación espectral de los usuarios utilizando un <i>AWG</i> . . . . .   | 56 |
| 3.17. Sistema real montado en el laboratorio, donde se pueden apreciar las cajas de estabilización térmica. . . . .  | 57 |
| 3.18. Dispositivos MB- <i>SSFBG</i> fabricados implementando el código 1. Codificador: C1 y decodificador: C1C. . . . .  | 57 |
| 3.19. Característica espectral de los dispositivos MB- <i>SSFBG</i> C2 y C2C y los canales del <i>AWG</i> utilizados, CH4 y CH5. . . . .   | 58 |
| 3.20. Espectro de las señales codificadas y demultiplexadas a la salida del <i>AWG</i> . . . . .   | 58 |
| 3.21. Pulsos temporales de cada emisor. . . . .  | 59 |
| 3.22. Señales temporales codificadas tras <i>AWG</i> . . . . .   | 59 |
| 3.23. Palabra código obtenida y aproximación teórica con código 1. Fuente utilizada en el canal 7, <i>DFB<sub>D</sub></i> con un ancho de pulso de 45 ps. . . . .                  | 60 |
| 3.24. Señales de <i>ACP</i> obtenidas para el código 1 y <i>XC</i> . . . . .   | 61 |
| 3.25. Señales de <i>ACP</i> obtenidas para el código 2. . . . .  | 61 |

|   |    |
|---|----|
| 4.1. a) Equivalente temporal del haz de láser <i>UV</i> focalizado utilizado en la fabricación. b) Perfil de cada uno de los <i>chips</i> necesarios para obtener una envolvente espectral cuadrada en el dispositivo final en función del ancho de banda objetivo. . . . . | 68 |
| 4.2. Esquemático del proceso de fabricación de cada uno de los <i>chips</i> de los dispositivos de envolvente plana propuestos mediante el uso de lentes convergente para la focalización del haz <i>UV</i> del láser de fabricación. . . . .                               | 69 |
| 4.3. Relación entre el muestreo espacial y las réplicas espectrales a fin de evitar el solapamiento espectral. . . . .  | 70 |
| 4.4. a) Función objetivo (gris), espaciado de las iluminaciones del láser <i>UV</i> y función reconstruida resultado. b) Respuesta impulsiva ideal (negro) y reconstruida. . . . .  | 71 |
| 4.5. Respuesta frecuencial resultado en función del espaciado entre las múltiples exposiciones del láser <i>UV</i> durante la fabricación. . . . .  | 72 |
| 4.6. Respuesta espectral en transmisión y reflexión del dispositivo <i>C1<sub>5</sub></i> . . . . .   | 73 |
| 4.7. Respuesta espectral en transmisión y reflexión del dispositivo <i>C2<sub>5</sub></i> . . . . .   | 73 |
| 4.8. Respuestas impulsivas de los dispositivos <i>C1<sub>5</sub></i> y <i>C2<sub>5</sub></i> . a) Respuesta objetivo y exposiciones del láser <i>UV</i> . b) Respuestas ideales y reconstruidas. . . . .  | 74 |
| 4.9. Respuesta espectral en transmisión y reflexión del dispositivos <i>C1<sub>1</sub></i> y <i>C2<sub>1</sub></i> . . . . .  | 75 |
| 4.10. Espectros en transmisión y reflexión de los dispositivos MC-MB objetivo. . . . .  | 75 |
| 4.11. Incremento de la reflectividad para los dispositivos MC-MB. a) Efecto en la respuesta temporal objetivo. b) Función $ q(z) $ a fabricar para las distintas reflectividades. . . . .   | 77 |
| 4.12. Función $ q(z) $ de los dispositivos MC-MB para baja (negro) y alta reflectividad (roja). . . . .   | 78 |
| 4.13. Respuesta espectral en transmisión y reflexión del dispositivo MC-MB de códigos 3 y 8. Resultados experimentales en línea continua y resultado simulado ideal en línea discontinua. . . . .   | 78 |
| 4.14. Respuesta temporal ideal y medida para el dispositivo MC-MB de códigos 3 y 8. . . . .   | 79 |

|  |     |
|--|-----|
| 4.15. Esquemático del sistema de verificación de los dispositivos de envolvente plana. . . . .   | 81  |
| 4.16. Señales temporales de los dispositivos de envolvente plana fabricados. . . . .   | 82  |
| 4.17. Combinaciones de medidas realizadas. . . . .   | 82  |
| 4.18. Señales de <i>ACP</i> y <i>XC</i> obtenidas para las diferentes opciones utilizando dispositivos con anchos de banda de 1 y 5 canales. . . . .   | 83  |
| 4.19. Esquema de medida de la interferencia de <i>crosstalk</i> en función de la separación de los canales utilizando variación térmica. . . . .   | 84  |
| 4.20. Espectros de los dispositivos utilizados para la medida de <i>ACP</i> , <i>XC</i> e interferencia de <i>Crosstalk</i> . . . . .  | 85  |
| 4.21. Potencia óptica media para la señal de <i>ACP</i> y la de <i>Crosstalk</i> en función de la separación entre canales. . . . .  | 85  |
| 4.22. Señales de <i>ACP</i> , <i>XC</i> e interferencia de <i>Crosstalk</i> en función de la separación entre canales. . . . .   | 86  |
| 4.23. Espaciado espectral necesario para los diferentes dispositivos para obtener un nivel de <i>Crosstalk</i> por debajo de 25 dB: a) <i>Sinc</i> b) Gaussiana, c) Rectangular. d) Interferencia en función de la separación espectral (FSR=100GHz) de la banda más afectada. . . . . | 87  |
| 4.24. Interferencia en función de la separación espectral (FSR=100GHz) de la banda más afectada para los diferentes dispositivos bajo estudio. . . . .   | 88  |
| 4.25. Canales espectrales utilizados y espaciado necesario para mínimo <i>crosstalk</i> entre los dispositivos estudiados tipo <i>Sinc</i> , <i>Gaussiano</i> y Rectangular. . . . .   | 88  |
| 5.1. Representación de la fase aportada por el término dispersivo $\beta(\omega) \cdot L \cdot (\omega - \omega_0)^2$ . . . . .  | 95  |
| 5.2. Efecto de la transmisión por fibra de un pulso sin chirp. . . . .   | 95  |
| 5.3. $q(z)$ teórica de los dispositivos a fabricar. . . . .  | 97  |
| 5.4. $ q(z) $ sintetizada de los dispositivos a fabricar de alta reflectividad. . . . .  | 99  |
| 5.5. Esquema de sistemas en los que se haría uso de dispositivos codificadores estándar y dispositivos decodificadores compensadores de la dispersión. . . . .   | 100 |

|  |     |
|--|-----|
| 5.6. Simulación de las señales de $ACP$ y $XC$ para sistemas $CDS - OCDMA$ con dispositivos estándar y compensadores de la dispersión para diferentes longitudes de fibra. . . . .                     | 100 |
| 5.7. Propuesta teórica de dispositivos Multicompensadores. . . . .   | 101 |
| 5.8. Valores de $q(z)$ teóricos de dispositivos multicompensadores propuestos en función del número de longitudes compensadas. . . . .   | 102 |
| 5.9. Relaciones $ACP$ y $XC$ teóricas en función de la longitud de fibra recorrida para los dispositivos multicompensadores propuestos, implementando la compensación en 4 (a) y 7 (b) tramos. . . . . | 103 |
| 5.10. Retardo de grupo y respuesta espectral del codificador estándar en alta reflectividad. . . . .   | 105 |
| 5.11. Retardo de grupo y respuesta espectral del codificador compensador en alta reflectividad de 11.2 km. . . . .   | 105 |
| 5.12. Retardo de grupo y respuesta espectral del codificador multicompensador en alta reflectividad. . . . .   | 106 |
| 5.13. Señales codificadas por dispositivos estándar codificadores y decodificadores. . . . .   | 106 |
| 5.14. Señales codificadas por los dispositivos compensadores de 11.2 km antes y después de la transmisión por fibra para baja y alta reflectividad. . . . .  | 107 |
| 5.15. Esquema del <i>setup</i> utilizado para la medida experimental de los dispositivos compensadores de la dispersión. . . . .   | 107 |
| 5.16. Relaciones de $ACP$ y $XC$ para el código 1: utilizando el codificador estándar (C1) y el decodificador compensador de 5.4 km (C1CDA-C2CDA). . . . .   | 109 |
| 5.17. Relaciones de $ACP$ y $XC$ para el código 2, utilizando el codificador estándar (C2) y el decodificador compensador de 5.4 km (C2CDA-C1CDA). . . . .   | 109 |
| 5.18. Relaciones de $ACP$ y $XC$ para el código 1: utilizando el codificador estándar (C1) y decodificador compensador de 11.4 km (C1CDB-C2CDB). . . . .   | 110 |
| 5.19. Relaciones de $ACP$ y $XC$ para el código 2: utilizando el codificador estándar (C2) y decodificador compensador de 11.2 km (C2CDB-C1CDB). . . . .   | 111 |

|   |     |
|---|-----|
| 5.20. Relaciones para código 1 de <i>ACP</i> y <i>XC</i> que implementan las posibles combinaciones de longitudes compensadas [5.4, 11.2, 10.8 y 16.6 km]. Línea continua simple: resultado teórico, línea continua con marcador: resultado experimental. . . . .           | 111 |
| 5.21. Relaciones para código 2 de <i>ACP</i> y <i>XC</i> que implementan las posibles combinaciones de longitudes compensadas [5.4, 11.2, 10.8 y 16.6 km]. Línea continua simple: resultado teórico, línea continua con marcador: resultado experimental. . . . .           | 112 |
| 5.22. Relaciones de <i>ACP</i> y <i>XC</i> para código 1 y 2 teóricas y experimentales para dispositivos estándar y compensadores de 5.4 km. Línea continua simple: resultado teórico, línea continua con marcador: resultado experimental. . . . .                         | 113 |
| 5.23. Relaciones <i>ACP</i> y <i>XC</i> , para el código 1, utilizando el codificador estándar (C1) y el decodificador multicompensador (C1CHM). . .  | 114 |
| 5.24. Relaciones <i>ACP</i> y <i>XC</i> , para el código 1, utilizando el codificador estándar (C2) y el decodificador multicompensador (C2CHM). . .  | 114 |
| 5.25. Relaciones de <i>ACP</i> y <i>XC</i> para código 1 y 2. Relaciones teóricas y experimentales para dispositivos multicompensadores código 1 (a) y código 2 (b). Línea continua simple: resultado teórico, línea continua con marcador: resultado experimental. . . . . | 115 |
| 5.26. Relaciones de <i>ACP</i> y <i>XC</i> para código 1 y 2. Comparación de los resultados experimentales de los compensadores y multicompensadores para código 1 (a) y código 2 (b) . . . . .   | 115 |
| 6.1. Capas del modelo físico. . . . .   | 124 |
| 6.2. Estructura diseñada en SOI. . . . .  | 125 |
| 6.3. Capas del modelo físico. . . . .   | 125 |
| 6.4. Líneas de retardo. . . . .   | 126 |
| 6.5. Acoplador direccional. . . . .   | 127 |
| 6.6. Estructura simulada. . . . .   | 128 |
| 6.7. Constante de acoplo $K$ en función de $L_B$ . . . . .  | 129 |
| 6.8. Estructura del acoplador 3 dB. . . . .   | 129 |
| 6.9. Esquema de la celda básica unitaria intermedia y final. . . . .  | 131 |

|  |     |
|--|-----|
| 6.10. Dos últimas celdas unitarias. . . . .  | 132 |
| 6.11. Variación de la constante de acoplo, introduciendo un <i>offset</i> horizontal entre guías. . . . .  | 133 |
| 6.12. a) Esquema de la oblea. b) Fotografía real de la oblea. . . . .  | 134 |
| 6.13. a) Fotografía de parte de las estructuras fabricadas en los dispositivos integrados. b) Detalle de la metalización en las estructuras codificadoras. . . . .   | 135 |
| 6.14. Medida espectral de una <i>SW</i> y la fuente blanca utilizada (Resolución = 10 pm). . . . .   | 136 |
| 6.15. Medida espectral de la estructura de 16 <i>chips</i> utilizando una fuente blanca. . . . .   | 136 |
| 6.16. Detalle de la medida espectral de la estructura de 16 <i>chips</i> en diferentes zonas espectrales, pudiéndose apreciar la variación del índice de refracción efectivo con la longitud de onda, y por ende, la variación de la característica espectral. . . . . | 137 |
| 6.17. Comportamiento en longitud de onda para: a) índice de grupo efectivo, b) índice de grupo de los modos par e impar, c) longitud de batido obtenida, d) constante de acoplo. . . . .   | 137 |
| 6.18. Característica espectral de tres dispositivos integrados de columnas contiguas. . . . .  | 138 |
| 6.19. Respuesta temporal medida para tres estructuras de diferente longitud junto con un modelado matemático de las constantes de acoplo que producen el comportamiento obtenido ( $K_{diseo} + 0.14$ ). . . . .   | 138 |
| 6.20. Fluctuaciones de la potencia de pico debido a la variación de la fase relativa entre <i>chips</i> . . . . .  | 139 |
| 6.21. Fluctuaciones de la potencia de la señal temporal para distintos desvios en el valor de la constante de acoplo. . . . .  | 140 |
| 6.22. Constante de acoplo en función de la longitud de onda y de variaciones en los índices $n_0$ y $n_1$ . . . . .  | 140 |
| 6.23. Variación de las constantes de acoplo en función de la longitud de onda . . . . .  | 142 |
| 6.24. Evolución de las constantes de acoplo en función de la posición del <i>chip</i> en la oblea para una longitud de onda central de la señal de entrada de 1532 nm. . . . .   | 142 |

|  |     |
|--|-----|
| 6.25. Setup utilizado para la caracterización de los dispositivos integrados.  | 143 |
| 6.26. Caracterización temporal sin aplicar corriente para tres estructuras con diferente longitud de código en tres filas de una misma columna de la oblea. . . . .  | 143 |
| 6.27. a) Respuesta temporal para diferentes tensiones aplicadas al octavo <i>chip</i> . b) Tensión aplicada para obtener valores de pico máximo y mínimo en el contacto 8. . . . .   | 144 |
| 6.28. Comportamiento espectral para diferentes tensiones aplicadas al octavo contacto, mostrando la periodicidad en función de la tensión aplicada. . . . .  | 145 |
| 6.29. Comportamiento espectral para tensiones de 1 a 5 V aplicadas al octavo contacto. . . . .   | 145 |
| 6.30. Primer paso: obtener respuesta fase cero. . . . .  | 146 |
| 6.31. Segundo paso: aplicar las corrientes necesarias en los electrodos. . .   | 146 |
| 6.32. Esquema del <i>setup</i> utilizado en la verificación experimental utilizando tanto <i>SSFBG</i> MC-MB como dispositivos integrados. . . . .   | 147 |
| 6.33. Característica espectral de los dispositivos multi-banda y multi-código fabricados. . . . .  | 148 |
| 6.34. Resultados para códigos 5 y 7. a) Respuesta espectral de los <i>SSFBG</i> MB-MC y el dispositivo integrado. b) Señales de <i>ACP</i> y <i>XC</i> . . . .   | 149 |
| 6.35. Resultados para códigos 6 y 8. a) Respuesta espectral de los <i>SSFBG</i> MB-MC y el dispositivo integrado. b) Señales de <i>ACP</i> y <i>XC</i> . . . .   | 149 |
| 6.36. Resultados de <i>ACP</i> <sub>7</sub> y <i>XC</i> <sub>75</sub> teóricos y experimentales. . . . .   | 150 |
| 6.37. Resultados de <i>ACP</i> <sub>6</sub> y <i>XC</i> <sub>68</sub> teóricos y experimentales. . . . .   | 150 |
| 7.1. Caracterización en transmisión y reflexión de una red de difracción.  | 158 |
| 7.2. Esquema de la codificación temporal. . . . .  | 158 |
| 7.3. Esquema del <i>setup</i> utilizado en las técnicas interferométricas. Está formado por: la fuente óptica utilizada <i>OS</i> , el dispositivo a caracterizar <i>ODUT</i> , un acoplador 50/50, un espejo y un fotodetector. . | 159 |
| 7.4. Interferómetro de <i>Michelson</i> . <i>Setup</i> simplificado utilizado para <i>OCLR</i> : Fuente ancha ( <i>BB</i> ), y longitud del camino de referencia variable (0...z). . . . .   | 160 |

|   |     |
|---|-----|
| 7.5. Interferograma típico de la caracterización de dispositivos ópticos mediante <i>OCLR</i> . . . . .   | 162 |
| 7.6. Esquema simplificado del <i>setup</i> utilizado para <i>C-OFDR</i> , utilizando una fuente sintonizaba (TL) y camino de referencia con longitud fija.163 |     |
| 7.7. <i>Setup</i> propuesto en [9], para la caracterización de <i>FBGs</i> mediante <i>C-OFDR</i> . . . . .   | 164 |
| 7.8. Esquema del <i>setup</i> utilizado en la técnica del desfase. . . . .  | 166 |
| 7.9. Esquema técnica del desfase <i>SSFBG</i> en reflexión. . . . .   | 169 |
| 7.10. Esquema técnica del desfase. . . . .  | 170 |
| 7.11. Variación de la frecuencia de modulación. . . . .   | 170 |
| 7.12. Simulación espectral en módulo utilizando el método del desfase en doble banda lateral, <i>MPS-DBL</i> . . . . .  | 171 |
| 7.13. Simulación de los retardos de grupo utilizando el método del desfase en doble banda lateral, <i>MPS-DBL</i> . . . . .                                   | 171 |
| 7.14. Detalle del retardo de grupo obtenido para el <i>MPS-DBL</i> . . . . .  | 172 |
| 7.15. Resultados experimentales obtenidos en la caracterización del módulo de la respuesta espectral mediante <i>MPS-DBL</i> para diferentes $f_e$ . . . . .  | 172 |
| 7.16. Resultados experimentales obtenidos en la caracterización del retardo de grupo $\tau_g(\lambda)$ mediante <i>MPS-DBL</i> para diferentes $f_e$ . . . .  | 173 |
| 7.17. Detalle de la medida del retardo de grupo para diferentes $f_e$ . . . .   | 173 |
| 7.18. Recuperación de la fase frecuencial mediante la integración del retardo de grupo junto con la fase frecuencial teórica. . . . .                         | 173 |
| 7.19. Recuperación del módulo de la característica temporal en función de $f_e$ y la respuesta teórica. . . . .   | 174 |
| 7.20. Modulación en banda lateral única. . . . .  | 176 |
| 7.21. <i>Setup</i> utilizado para la caratcerización mediante la técnica en <i>OSSB</i> .176  |     |
| 7.22. Generación de la banda lateral única para todo el rango de frecuencias RF. . . . .  | 177 |
| 7.23. Reducción de la relación de supresión con la frecuencia. . . . .  | 178 |
| 7.24. OSSB setup . . . . .  | 178 |



|   |     |
|---|-----|
| 7.25. Relaciones de supresión entre las bandas. . . . .   | 179 |
| 7.26. Modelado del efecto en la característica de amplitud espectral en<br>función de la RS. . . . .  | 179 |
| 7.27. Modelado del efecto en la característica temporal de amplitud en<br>función de la RS. . . . .   | 180 |
| 7.28. Procedimiento para la medida de dispositivos ópticos espectralmen-<br>te anchos mediante múltiples barridos espectrales. . . . .  | 180 |
| 7.29. Respuesta espectral en módulo (a) y fase (b) de una <i>SSFBG</i> con<br>3 <i>chips</i> no equiespaciados temporalmente ([1 0 0 0 1 0 1]) y con un<br>único cambio de fase ([0 - - - 1 - 1] ). . . . .   | 182 |
| 7.30. Respuesta frecuencial final recuperada tras el procesado de las múl-<br>tiples medidas para la <i>SSFBG</i> con 3 <i>chips</i> no equiespaciados tem-<br>poralmente ([1 0 0 0 1 0 1]) y con un único cambio de fase ([0 - - -<br>1 - 1] ), junto con su comportamiento ideal. . . . . | 183 |
| 7.31. Respuesta temporal (módulo y fase) obtenida tras el procesado para<br>la <i>SSFBG</i> con 3 <i>chips</i> no equiespaciados temporalmente ([1 0 0 0<br>1 0 1]) y con un único cambio de fase ([0 - - - 1 - 1] ), junto con los<br>cambios de fase teóricos. . . . .                    | 183 |
| 7.32. Respuesta espectral en amplitud (a) y fase (b) para las múltiples<br>medidas realizadas junto con la respuesta teórica ideal (negro) para<br>una <i>SSFBG</i> con 63 <i>chips</i> con código 1. . . . .   | 185 |
| 7.33. Respuesta frecuencial final recuperada tras el procesado de las múl-<br>tiples medidas para la <i>SSFBG</i> con 63 <i>chips</i> con código 1. . . . .   | 186 |
| 7.34. Respuesta temporal recuperada y cambios de fase teóricos para la<br><i>SSFBG</i> con 63 <i>chips</i> con código 1. . . . .  | 187 |
| 7.35. Respuesta en amplitud teórica ideal y medida experimental median-<br>te múltiples barridos para la <i>SSFBG</i> codificadora y compensadora<br>de dispersión. . . . .   | 187 |
| 7.36. Respuesta en fase teórico ideal y medida de los múltiples barridos<br>para el dispositivo <i>SSFBG</i> codificadora y compensador de la dis-<br>persión. . . . .  | 188 |
| 7.37. Respuesta frecuencial final recuperada mediante múltiples barridos<br>espectrales junto con el comportamiento teórico ideal esperado. . .   | 188 |
| 7.38. Respuesta temporal recuperada para la <i>SSFBG</i> codificadora y com-<br>pensador de la dispersión. . . . .  | 189 |



---

# Índice de tablas

|   |     |
|---|-----|
| 2.1. Diferentes implementaciones de <i>OCDMA</i> y códigos usados. . . . .  | 10  |
| 2.2. Reflectividad de las <i>SSFBG</i> según el valor de $\Delta n_0(z)$ . . . . .  | 20  |
| 4.1. Valores de reflectividad máxima de los dispositivos fabricados obtenidos. . . . .  | 74  |
| 5.1. Descripción de los dispositivos representados en la Figura 5.3. . . .  | 98  |
| 5.2. Conjunto de valores de dispersión cromática a compensar. . . . .   | 101 |
| 5.3. Nomenclatura y descripción de los dispositivos fabricados para la verificación de los dispositivos de/codificadores (multi)compensadores de la dispersión cromática. . . . . | 104 |
| 5.4. Resultados del proceso de codificación transmisión y decodificación y las distintas longitudes compensadas. . . . .  | 108 |
| 6.1. Parámetros de diseño utilizados para los dispositivos integrados de/codificadores. . . . .   | 126 |
| 6.2. Parámetros de simulación. . . . .  | 128 |
| 6.3. Parámetros desfases termo ópticos. . . . .   | 131 |
| 6.4. Dispositivos de 4 <i>chips</i> . . . . .   | 133 |
| 6.5. Dispositivos de 8 <i>chips</i> . . . . .   | 133 |
| 6.6. Dispositivos de 16 <i>chips</i> . . . . .  | 133 |
| 6.7. Medida de los parámetros de las guías fabricadas. . . . .  | 141 |

|   |     |
|---|-----|
| 6.8. Tensiones aplicadas para la obtención de un cambio de $2\pi$ . . . . .                           | 145 |
| 6.9. Tensiones aplicadas. . . . .   | 146 |
| 6.10. Familia código de 8 <i>chips</i> . . . . .  | 147 |
| 6.11. Relaciones obtenidas por la diferentes combinaciones de codificador<br>y decodificador. . . . . | 147 |

---

# Capítulo 1

## Introducción

### 1.1 Contexto

En los últimos años los servicios de telecomunicaciones han experimentado un crecimiento exponencial tanto en número de usuarios, como en el ancho de banda demandado por los mismos. Según los datos proporcionados en <sup>1</sup> en una década se ha triplicado el número de usuarios de internet ( $\sim 3000$  M), únicamente suponiendo un índice de penetración ligeramente superior al 40 % de la población.

A lo largo de estos años han ido surgiendo diferentes servicios de telecomunicación, como internet de alta velocidad *everywhere*, video llamadas, video conferencias, juegos online de alta definición, televisión a la carta, de alta definición (*HDTV*) e incluso en 3D, *etc.*

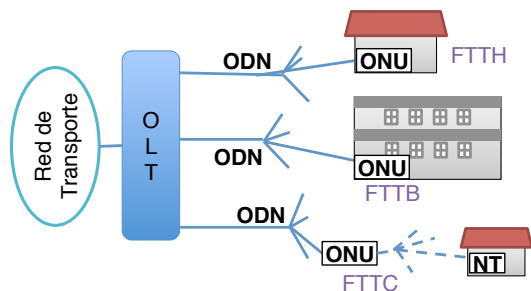
Todos estos nuevos servicios requieren cada vez de un mayor ancho de banda; llegando así a un punto en el que la extensión de la fibra óptica en la red de acceso es la única solución que proporciona la infraestructura necesaria para dar servicio a esta gran demanda [1].

En general, las redes de acceso ópticas se dividen en dos categorías, las redes que implementan componentes activos (*Active Optical networks, AON*) y las redes ópticas totalmente pasivas (*Passive Optical networks, PON*). El término pasiva implica que los divisores de la señal son elementos ópticos pasivos, lo que supone un menor coste de mantenimiento y consumo de energía. Es por ello, que el concepto de redes *PON* se ha extendido en las redes de acceso, acercando la fibra óptica lo máximo posible al usuario final.

Surgen así las denominadas *FTTH* (*Fiber To The Home*), redes que normalmente se despliegan en una estructura física punto-multipunto, o también punto a punto [2]. De manera genérica se utiliza el término *FTTx* para designar cualquier acceso de banda ancha sobre fibra óptica independientemente de su alcance (Figura 1.1).

---

<sup>1</sup><http://www.internetlivestats.com/internet-users>



**Figura 1.1:** Diferentes despliegues de *FTTx*.

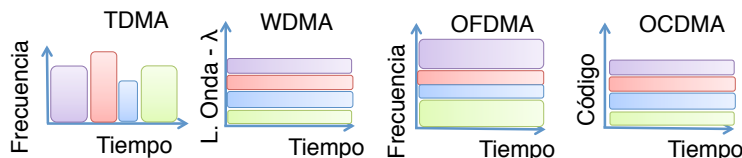
*FTTH*: Fiber To The Home; *FTTB*: Fiber to the Building y *FTTC*: Fiber To The Curb. En consecuencia, las redes *FTTx*, en concreto las arquitecturas *G-PON* y *GE-PON* han sido desplegadas por todo el mundo; pero la creciente e incesante demanda de mayores anchos de banda, también implica una constante evolución de las propias redes.

Tanto la ITU-T (Sector de Normalización de las Telecomunicaciones), como la *FSAN* (*Full Service Access Network*) han llevado a cabo una gran actividad en cuanto al estudio de este tipo de redes. Ambas concluyeron que el desarrollo de las redes de próxima generación (*Next Generation Networks, NGN*), debía ser llevado a cabo en dos etapas. La primera etapa, hacia la arquitectura *NG-PON1*, conocida también como *XG-PON*; y la segunda, hacia la arquitectura *NG-PON2*, (ITU-T G.987 y G.989, requerimientos generales en 2010 y 2013 respectivamente). No obstante, se siguen reclamando mejoras en relación a *NG-PON1*, en cuanto a coste, capacidad, cobertura, interoperabilidad con la tecnología existente y mayor número de usuarios. Es por ello, que se percibe como una solución a corto plazo, un compromiso entre coste y prestaciones; siendo en esencia, una versión mejorada de *GPON* basada en acceso en tiempo (*TDM*). Por lo que es esperable que muchos proveedores se declinen directamente por el despliegue de redes *NG-PON2*, incrementando las velocidades mínimas a 40 Gbp/s en el enlace de bajada y 10 Gbp/s en el enlace subida.

De entre las diferentes tecnologías posibles a ser adoptadas por *NG-PON2*, destacan el acceso en tiempo (*TDM-PON*), la multiplexación en longitud de onda (*WDM-PON*) y la solución híbrida *TDMA+WDM*, denominadas *TWDM PON*. Esta última opción, fue seleccionada por el *FSAN* como una aproximación inicial, por ser considerada menos radical, de menor riesgo y más eficiente en términos económicos, debido a que reutiliza dispositivos y componentes existentes; finalmente estandarizándose en 2013 [3].

Sin embargo, existen otras técnicas de acceso múltiple que se proponen para las futuras redes de acceso [4] (Figura 1.2). Además de las ya introducidas acceso en tiempo (*Optical Time Division Multiple Access, TDMA*) y acceso en longitud de onda (*Wavelength Division Multiplex Access, WDMA*); se proponen las técnicas de acceso en frecuencia ortogonales (*Orthogonal Frequency División Multiple Access,*

*OFDMA*) y las técnicas basadas en el acceso en código (*Optical Code Division Multiple Access, OCDMA*) (Figura 1.2); las cuales han sido ampliamente propuestas por múltiples investigadores [5–8].



**Figura 1.2:** Técnicas de acceso: TDMA, WDMA, OFDMA y CDMA.

Tanto *OCDMA* como *OFDMA* se presentan como tecnologías alternativas que permitirían la mejora de la capacidad y eficiencia espectral de las redes, siendo totalmente compatibles con la tecnología ya existente.

En concreto, *OCDMA* se postula como una prometedora técnica de acceso en las redes de próxima generación [5, 7, 8]. A grandes rasgos, algunas de las propiedades que respaldan a las técnicas de acceso en código son [5, 7]:

- Proporciona una comunicación totalmente asíncrona tanto en el enlace de subida como en el de bajada, evitando las colisiones y sin necesidad de añadir ningún protocolo de control del canal.
- Es capaz de dar cabida a un número de usuarios mucho mayor que *TDMA* o *WDMA*.
- Es capaz de ofrecer la misma topología virtual de *WDMA*, punto a punto sobre una arquitectura física de árbol, pero a diferencia de *WDMA* que necesita multiplexores o filtros individualizados para cada usuario, sólo requiere el uso de acopladores, dispositivos muy baratos, pero eso sí, a costa de una pérdida de potencia.
- La unión de nuevos usuarios a la red no repercute a otros usuarios, a diferencia de *TDMA* y *WDMA*.
- Es capaz de implementar clases de tráfico utilizando códigos con diferentes longitudes simultáneamente.
- Es transparente, al igual *WDMA*.
- Es una técnica de acceso con seguridad. Mediante la codificación óptica estamos añadiendo además de forma inherente una encriptación adicional a los datos, que para *WDMA* o *TDMA* se debe proporcionar a nivel eléctrico [9].

Una de sus limitaciones principales, es el hecho de que tiene que lidiar con una mayor tasa de error (*BER*) debida a la interferencia multiusuario o de acceso (*MUI* y *MAI*), a lo que hay que añadir la inmadurez de los dispositivos ópticos

(codificadores y decodificadores) que son necesarios para su implantación.

Sin embargo, aunque el uso de la codificación óptica ha sido extensamente propuesto como técnica de acceso (*OCDMA*), no es el único ámbito de aplicación. Diferentes autores han trabajado con la codificación óptica para monitoreo de red [10, 11], así como en redes de conmutación de paquetes [12, 13], para la conmutación de paquetes ópticos (*OPS*, *optical packet switching*) [14–16] y en tareas de encaminamiento óptico mediante etiquetas (*OLS*, *optical label swapping*) [17, 18].

En este trabajo de tesis se trata el diseño y verificación de dispositivos ópticos de/codificadores con características avanzadas y comportamiento más eficiente, que permiten solventar algunas de las limitaciones de los dispositivos utilizados en la codificación óptica.

## 1.2 Objetivos

El trabajo realizado a lo largo de este documento de tesis versa sobre dispositivos utilizados para la implementación de codificación y decodificación óptica; en concreto, codificación coherente temporal de fase o en secuencia directa, denominada *CDS-OCDMA*.

Los objetivos principales de la misma pueden definirse en:

- Estudio y caracterización del proceso de fabricación de los dispositivos en fibra.
- Diseño, caracterización, fabricación y verificación, de dispositivos codificadores y decodificadores en los que se aplica una modificación de la envolvente a fin de obtener mayor ancho de banda y/o envolvente plana.
- Diseño, caracterización, fabricación y verificación de dispositivos codificadores y decodificadores y compensadores de dispersión cromática.
- Caracterización y verificación de dispositivos codificadores y decodificadores integrados en tecnología de silicio (*SOI*).
- Desarrollar una metodología de caracterización completa (módulo y fase) dispositivos ópticos, particularizando para dispositivos basados en *SSFBGs*.



### 1.3 Estructura de la Tesis

El desarrollo de los objetivos citados se desarrolla en el orden citado en los siguientes capítulos:

En el Capítulo 2 se presentan las opciones existentes en cuanto a la codificación óptica, los dispositivos ópticos utilizados y las principales características del proceso de codificación y decodificación óptica, así como un modelado matemático del mismo y de los elementos que lo conforman.

En el Capítulo 3, se presenta la propuesta teórica y los resultados experimentales de dispositivos de/codificadores que presentan un incremento notable del ancho de banda independientemente de las características del código implementado ( $t_{ch}$ ), mediante el estudio minucioso del proceso de fabricación y su pertinente modificación.

Debido a los buenos resultados obtenidos, en el Capítulo 4 se proponen dispositivos con una envolvente plana y pendientes muy abruptas, cuyo ancho de banda y envolvente son definidas por diseño. Profundizando en la metodología de diseño planteada, se presentan novedosos dispositivos que permiten la codificación en bandas y códigos diferentes de manera simultánea.

Un cambio de perspectiva se produce en el Capítulo 5, donde se estudia el comportamiento de los dispositivos en cuanto a la dispersión, para proceder a presentar dispositivos capaces de acometer las tareas de codificación/decodificación junto con la de compensación de la dispersión. Concretamente, se presenta la compensación de cantidades fijas de dispersión equivalentes a longitudes de fibra estándar determinadas, así como la compensación de un conjunto de longitudes de fibra en un único dispositivo, dando lugar a dispositivos multi-compensadores, sin pérdida de capacidad de codificación.

Siguiendo el estudio de los dispositivos utilizados en la codificación óptica, en el Capítulo 6 se propone su implementación en tecnología integrada. Las principales características de los dispositivos son presentadas. Se muestra, además, una minuciosa caracterización de los dispositivos obtenidos, así como la verificación del proceso de codificación y decodificación de manera conjunta con los dispositivos en fibra.

En el Capítulo 7 se presentan sucintamente las diferentes metodologías existentes en la caracterización de dispositivos ópticos. Se presenta la metodología desarrollada para la caracterización completa (modulo y fase) de los dispositivos ópticos desarrollados en este trabajo, cuyo funcionamiento se verifica para diversos dispositivos presentados con anterioridad.

Finalmente, en el Capítulo 8 se recogen las conclusiones del trabajo presentado, y se exponen algunas de las posibles líneas futuras.



---

# Bibliografía

- [1] J. P. Green, “Paving the last mile with glass,” *Spectrum, IEEE*, vol. 39, pp. 13 – 14, December 2002.
- [2] T. Koonen, “Fiber to the Home/Fiber to the Premises: What, Where, and When?,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 94, pp. 911 –934, May 2006.
- [3] Y. Luo, X. Zhou, F. Effenberger, X. Yan, G. Peng, Y. Qian, and Y. Ma, “Time- and Wavelength-Division Multiplexed Passive Optical Network (TWDM-PON) for Next-Generation PON Stage 2 (NG-PON2),” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 31, pp. 587–593, February 2013.
- [4] E. Wong, “Next-Generation Broadband Access Networks and Technologies,” *J. Lightwave Technol.*, vol. 30, pp. 597–608, February 2012.
- [5] X. Wang and Nukui-Kitamachi, “Keys towards practical OCDMA networks,” *PHOTONICS 2004 - International Conference on Optoelectronics, Fiber Optics and Photonics*, p. Paper invited, December 2004.
- [6] D. Qian, J. Hu, J. Yu, P. N. Ji, L. Xu, T. Wang, M. Cvijetic, and T. Kusanano, “Experimental Demonstration of a Novel OFDM-A Based 10Gb/s PON Architecture,” *33rd European Conference and Exhibition of Optical Communication (ECOC), 2007*, vol. , pp. 1 –2, September 2007.
- [7] G. Cincotti, N. Kataoka, N. Wada, and K. Kitayama, “Future passive optical networks: Can CDM beat WDM?,” in *Future Network and Mobile Summit, 2010*, pp. 1–8, 2010.
- [8] R. Matsumoto, T. Kodama, S. Shimizu, R. Nomura, K. Omichi, N. Wada, and K.-I. Kitayama, “40G-OCDMA-PON System With an Asymmetric Structure Using a Single Multi-Port and Sampled SSFBG Encoder/Decoders,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 32, pp. 1132–1143, March 2014.
- [9] T. Shake, “Confidentiality performance of spectral-phase-encoded optical CDMA,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 23, pp. 1652–1663, April 2005.

- [10] M. Rad, K. Fouli, H. Fathallah, L. Rusch, and M. Maier, "Passive optical network monitoring: challenges and requirements," *Communications Magazine, IEEE*, vol. 49, pp. s45–S52, February 2011.
- [11] L. Baudzus and P. Krummrich, "CDM-Based  $\lambda$ -OTDR for Rapid TDM- and WDM-PON Monitoring," *Photonics Technology Letters, IEEE*, vol. 26, pp. 1203–1206, June 2014.
- [12] N. Calabretta, G. Contestabile, Y. Liu, M. Hill, E. Tangdionnga, M. Presi, E. Ciaramella, and H. Dorren, "All-optical techniques enabling packet switching," in *ICTON Mediterranean Winter Conference, 2007. ICTON-MW 2007*, pp. 1–4, 2007.
- [13] F. Solano, R. Van Caenegem, D. Colle, J. Marzo, M. Pickavet, R. Fabregat, and P. Demeester, "All-Optical Label Stacking: Easing the Trade-offs Between Routing and Architecture Cost in All-Optical Packet Switching," in *INFOCOM 2008. The 27th Conference on Computer Communications. IEEE*, pp. –, 2008.
- [14] K.-I. Kitayama and M. Murata, "Photonic access node using optical code-based label processing and its applications to optical data networking," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 19, pp. 1401–1415, October 2001.
- [15] B. Dai, X. Wang, S. Shimizu, and N. Wada, "A novel single-input multiple-output encoder/decoder and its application to optical packet switching," in *39th European Conference and Exhibition on Optical Communication (ECOC 2013)*, pp. 1–3, September 2013.
- [16] Z. Dong, J. Yu, Y. Chen, Y. Xia, and X. Chen, "Optical packet switching node design for 400 g software-defined optical networking with coherent detection," in *Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC), 2014*, pp. 1–3, March 2014.
- [17] N. Wada, W. Chujo, and K. Kitayama, "1.28 Tbit/s (160 Gbit/s times;8 wavelengths) throughput variable length packet switching using optical code based label switch," in *27th European Conference on Optical Communication, 2001. ECOC '01.*, vol. 6, pp. 62 – 63 , 2001.
- [18] S. Yoshima, K. Onohara, N. Wada, F. Kubota, and K. Kitayama, "Multicast-capable optical code label switching and its experimental demonstration," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 24, pp. 713–722, February 2006.

---

## Capítulo 2

# Codificación óptica - Sistemas *OCDMA*.

### 2.1 Introducción a la codificación óptica y los sistemas de acceso múltiple en código, CDMA.

A finales de la década de 1970, las tecnologías de acceso múltiple en código fueron aplicadas en entornos militares con el objetivo de incrementar la seguridad y robustez de las comunicaciones, y se han desarrollando hasta convertirse en una de las tecnologías de acceso con más éxito en las comunicaciones inalámbricas.

Las técnicas de multiplexación en código, están basadas en el cifrado de la información a través de una palabra código, que debe ser decodificada en recepción a fin de recuperar la información transmitida.

A mitad de la década de los 80 ésta técnica fue aplicada a las comunicaciones por fibra óptica [1, 2] llevándose acabo todo el proceso de codificación y decodificación en el dominio óptico [3], definiéndose como *OCDMA*, *Optical Code Division Multiplexing Access* [4, 5].

En la literatura se han propuesto diferentes esquemas de codificación óptica que pueden ser catalogadas en base al principio de funcionamiento dividiéndose en técnicas coherentes e incoherentes o bien, en función del número de dimensiones utilizadas en la codificación de la señal: 1D, 2D y >2D.

Las técnicas de *OCDMA* incoherentes, son aquellas en las que en el proceso de codificación y decodificación se utiliza únicamente la potencia o intensidad del campo óptico representando binariamente la información a transmitir (0 o 1), en términos de ausencia o presencia de luz [1]. Las técnicas coherentes, trabajan con la coherencia de la luz modificando la fase de la señal óptica que será detectada [6].

Ambas implementaciones se subdividen a su vez en técnicas de codificación temporal (T) y espectral (W). Para *OCDMA* incoherente ambas implementaciones (temporal y espectral) se relacionan directamente con la amplitud temporal [7] o espectral [8] de la señal, mientras que para la implementación coherente, se relaciona con la fase temporal [9–11] y espectral [12–14] de la señal.

Las diferentes implementaciones de *OCDMA* definidas en función de una única dimensión, se denominan codificaciones unidimensionales (1D); como lo son la codificación temporal en amplitud, temporal en fase, espectral en amplitud y espectral en fase.

Sin embargo, diferentes autores han propuesto implementaciones híbridas; surgiendo las codificaciones 2D o bidimensionales; fruto de la unión de la codificación espectral y temporal (*Wavelength Hopping/Time Spread*, 2D – WH/TS) [15–18]. Incluso se han propuesto versiones tridimensionales involucrando además el dominio espacial *Space Spread* (3D-SS/WH/TS) [19], o incluso introduciendo la polarización como una dimensión adicional (3D-P/WH/TS) [20, 21].

En relación a las familias código presentadas, *OCDMA* coherente tiene una ventaja inherente, ya que pueden utilizarse directamente las familias de códigos utilizadas en radiofrecuencia. De entre todas las opciones disponibles para la codificación bipolar o multipolar, destacan las familias código *m-sequence* [22, 23], los códigos *Gold* [24] y los *Walsh-Hadamard* [25], entre otros.

Debido a ello, en la década de los 90, muchos de los trabajos en referencia a *OCDMA* incoherente, se focalizaban en la obtención de familias código que presentaran buenas características de ortogonalidad. Las más extendidas son aquellas que utilizan códigos pseudo ortogonales *OOCC* [26–28], códigos primos *PC* [1, 29] o cuadráticos *QCC* [30], así como diferentes variantes basadas en modificaciones con el fin de obtener un mejor comportamiento en cuanto eficiencia y longitud de códigos. Un claro ejemplo, son los códigos primos expandidos *EPC* [31, 32] o modificados *MPC* [33] y también, los cuadráticos expandidos *EQCC* [34].

Dentro de los códigos de una única dimensión, los códigos ortogonales *OOCC* son los que poseen el mejor comportamiento; como contrapartida, su implementación presenta una mayor complejidad.

Un pequeño resumen de las diferentes técnicas y familias código utilizadas puede verse en la Tabla 2.1.

| Clasificación | Incoherente                 | Coherente             |
|---------------|-----------------------------|-----------------------|
| Técnicas      | Amplitud temporal (1D)      | Fase temporal (1D)    |
|               | Amplitud espectral (1D)     | Fase espectral (1D)   |
|               | Tiempo/Espectral (2D)       | Tiempo/Espectral (2D) |
| Códigos       | OOCC, (M)PC, QCC, EPC, EQCC | m-sequence, Gold, WH  |

**Tabla 2.1:** Diferentes implementaciones de *OCDMA* y códigos usados.

Con independencia de la implementación coherente o incoherente y en referencia a los códigos utilizados, *OCDMA* trabaja sobre dos premisas básicas:

- Todo código utilizado debe ser fácilmente diferenciable de una versión desplazada del mismo.
- Todo código utilizado debe ser fácilmente diferenciable de cualquier otro código o de una versión desplazada de éste.

Desde el punto de vista de teoría de la codificación, lo que debe cumplir además los códigos pertenecientes a una misma familia es que:

- Todos los códigos posean un pico máximo de autocorrelación con bajo nivel de lóbulos secundarios.
- La correlación cruzada sea baja entre cualesquiera par de códigos diferentes.

### 2.1.1 *OCDMA Incoherente vs Coherente*

#### *OCDMA Incoherente*

La utilización de técnicas incoherentes, tiene limitaciones en cuanto al número de códigos unipolares y ortogonales disponibles ya que resulta difícil proporcionar un número de códigos suficientes para una red real [1, 4].

Si tomamos como ejemplo la familia de códigos ortogonales *OOC* [28], y siendo definidos como:  $(n, w_C, \lambda_a, \lambda_c)$ , donde el parámetro  $n$  representa la longitud de las palabras código a implementar,  $w_C$  define el peso o número de valores a 1 en cada palabra código. Por último, los valores  $\lambda_a$  y  $\lambda_c$ , son parámetros que modelan su comportamiento en referencia a la autocorrelación de una palabra código con una versión desplazada de sí misma y la correlación cruzada entre dos palabras código pertenecientes a la misma familia. Por lo tanto, dadas dos palabras código cualesquiera,  $X_1 = [x_{10}, x_{11}, \dots, x_{1n-1}]$  y  $X_2 = [x_{20}, x_{21}, \dots, x_{2n-1}]$ , su correlación periódica  $(i \oplus \tau)$  con ella misma viene definida por (2.1):

$$\begin{aligned} \Theta(\tau)_{X_i X_i} &= \sum_{k=0}^{w_C-1} x_{i,k} \cdot x_{i,k \oplus \tau} \begin{cases} w_C & \tau = 0 \\ \lambda_a & 1 \leq \tau \leq n-1 \end{cases} \\ \Theta(\tau)_{X_i X_j} &= \sum_{k=0}^{w_C-1} x_{i,k} \cdot x_{j,k \oplus \tau} \leq \lambda_c \quad 1 \leq \tau \leq n-1 \end{aligned} \quad (2.1)$$

Para obtener familias código ortogonales en sentido estricto, debería cumplirse  $\lambda_a = \lambda_c = 0$  [4]; sin embargo, debido a la limitación de palabras código que supone esta característica, se buscan los mínimos valores  $\lambda_a$  y  $\lambda_c$ , obteniendo así códigos pseudo ortogonales.

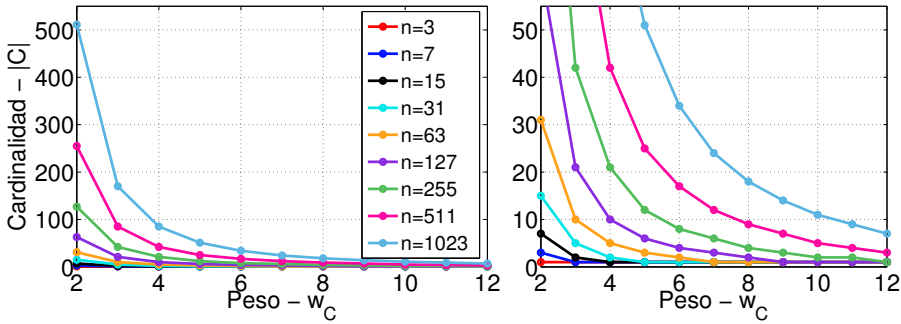
El número de palabras código máximas de una familia, se define como *Cardinalidad* y se denota como:  $\Phi(n, w_C, \lambda_a, \lambda_c)$ ; por tanto, los códigos con mayor cardinalidad, son aquellos que cumplen  $\lambda_a = \lambda_c = \lambda$  (2.2) [4][28] y cuyo peso  $w_C$  sea constante para toda palabra código, siendo posible denominarlo de forma compacta como  $(n, w_C, \lambda)$ -*OOC*.

$$\Phi(n, w_C, \lambda) \leq \left\lfloor \frac{1}{w_C} \left\lfloor \frac{n-1}{(w_C-1)} \left\lfloor \frac{n-2}{(w_C-2)} \left[ \cdots \left\lfloor \frac{n-\lambda}{(w_C-\lambda)} \right\rfloor \cdots \right] \right] \right\rfloor \right\rfloor \quad (2.2)$$

Por ellos, las familias código que presentan mayor cardinalidad son las  $(n, w_C, 1)$ -*OOO* [35], familia de códigos pseudo-ortogonales, donde al ser  $\lambda=1$ , el máximo valor de la correlación cruzada entre dos palabras código es 1, al igual que la autocorrelación con una versión desplazada de la misma palabra código. En [36, 37], también se proponen la construcción de  $(n, w_C, 1, 2)$ -*OOO*, que aún presentando una correlación cruzada mayor, permiten multiplicar por dos el valor de la cardinalidad [36].

En [28, 38] se derivan los límites de la cardinalidad, a partir del límite de *Johnson* de un  $(n, w_C, 1)$ -*OOO* (2.3), cuyos resultados se puede ver gráficamente en función de los parámetros de longitud y peso en la Figura 2.1.

$$\begin{aligned} \Phi(n, w_C, 1) &\leq \left\lfloor \frac{n-1}{w_C \cdot (w_C-1)} \right\rfloor \quad n \text{ impar} \\ \Phi(n, w_C, 1) &\leq \left\lfloor \frac{n-2}{w_C \cdot (w_C-1)} \right\rfloor \quad n \text{ par} \end{aligned} \quad (2.3)$$

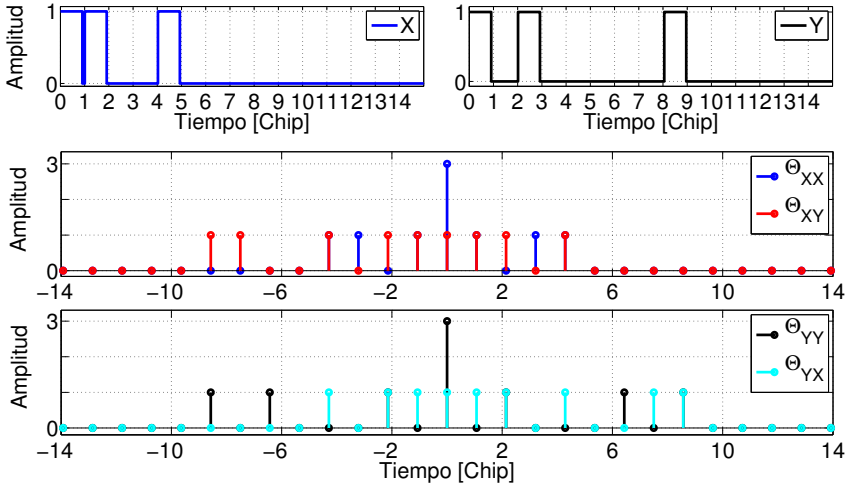


**Figura 2.1:** Cardinalidad en función de la longitud y peso de familias código  $(n, w_C, 1)$ -*OOO* para longitud de código impar.

Un ejemplo visual de la autocorrelación y correlación cruzada entre dos palabras código pertenecientes a una familia  $(15, 3, 1)$ -*OOO* con cardinalidad 2, se describe en la Figura 2.2. En las correlaciones de las dos palabras código mostradas en la señal de autocorrelación se obtiene un valor de pico equivalente al peso de la palabra, en este caso  $\omega=3$ . En cambio, para las señales de correlación cruzada con todas las demás palabras código de esta familia, el valor máximo de la señal se mantiene por debajo de  $\lambda = 1$ .

En general, en los sistemas incoherentes, la fuente de error principal es la debida a la interferencia multiusuario (*Multi Access Interference*, *MUI*). Para reducirla se dispone de dispositivos de *threshold* [39, 40] con un alto umbral y deben ser utilizados códigos con valores bajos de correlación cruzada.





**Figura 2.2:** Correlaciones de  $X$  e  $Y$ , palabras código pertenecientes a un  $(15,3,1)$ -OOC.

Generalmente, se define el umbral en función del valor máximo del peso del código, por lo que es conveniente utilizar códigos con alto peso. Sin embargo, para mantener un nivel bajo en el nivel de correlación cruzada con códigos de alto peso la longitud de éstos debe ser incrementada.

Es obvia la necesidad de llegar a un compromiso entre longitud y peso de los códigos, el número de usuarios a los que puede dar cabida y la tasa de error de bit (*Bit Error Rate*, *BER*).

### *OCDMA Coherente*

La codificación *OCDMA* coherente, al utilizar no sólo la potencia óptica de la señal sino también la fase, presenta en general un mejor comportamiento. De acuerdo con [41], se consigue una mejor eficiencia espectral, mayor relación señal-interferencia-ruido y un conjunto superior de palabras código aumentando así el número de usuarios posibles y la mejora de la tasa de error de bit.

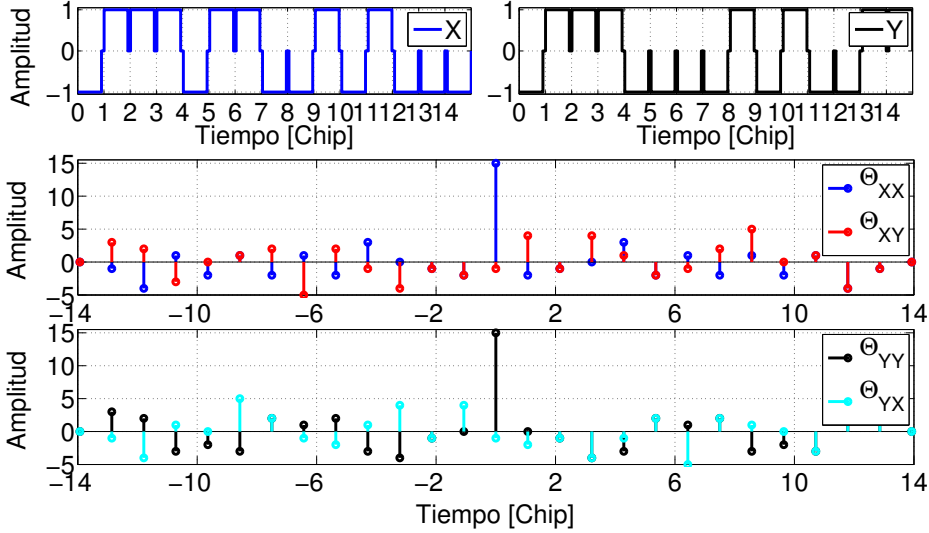
De entre las familias de códigos más utilizadas citadas anteriormente nos centraremos únicamente en los *Gold Code* [24]. Esta familia de códigos se obtienen mediante la combinación de dos *secuencias código propias* de los *m-sequence*, que se definen como secuencias pseudo-periódicas de máxima longitud [23].

Las *secuencias propias*, poseen una periodicidad de  $n = 2^r - 1$  para todo número entero  $r$ , proporcionando la máxima *Cardinalidad* para las familias código *Gold Code*. Ésta depende únicamente de la longitud del código, siendo definido por el valor  $|C| = 2^r + 1$ , y cuyo pico máximo de autocorrelación es equivalente a la longitud del código ( $n$ ).

Debido a esta característica, para una misma longitud de código, *OCDMA* cohe-

rente, consigue mayores valores del pico máximo de la autocorrelación y superior cardinalidad.

En la Figura 2.3 se muestran los resultados de autocorrelación y correlación cruzada de dos palabras código pertenecientes a una familia de códigos *Gold*, de longitud 15 ( $r = 4$ ).



**Figura 2.3:** Correlaciones de X e Y, palabras código de una familia de *Gold Code* de longitud 15.

Los aspectos más limitantes en *OCDMA* coherente es la influencia de la interferencia multiusuario (*MUI*) (al igual que incoherente), y el ruido de batido; ambos ruidos dominantes en este tipo de sistemas [42].

Es cierto que el uso de códigos más largos atenúan este efecto [43], pero repercute en un menor ancho de banda efectivo por usuario. Además, hay que añadir el efecto de la transmisión por fibra de la señal codificada [44]. La codificación coherente utiliza pulsos ópticos muy estrechos que se ven muy afectados por los efectos de la dispersión cromática presente durante su transmisión, por lo que hay que llegar a un compromiso entre longitud del código e interferencias.

En este trabajo de tesis, se va a trabajar con código para codificación coherente, en concreto, codificación temporal en fase, denominada Codificación Coherente en Secuencia Directa.

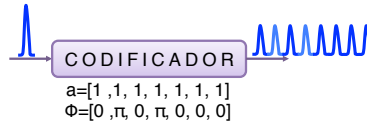
### 2.1.2 OCDMA Coherente en Secuencia Directa.

*CDS-OCDMA*, (*Coherent Direct Sequence - Optical Code Division Multiplexing Access*) se presenta como una prometedora técnica para ser aplicada en las redes de fibra hasta el hogar *FTTH* en redes ópticas pasivas (*PON*) [45, 46], así como en la generación y procesado de cabeceras o *labels*, en redes de conmutación de etiquetas ópticas (*Photonic Label Switching networks, PLS*) [47, 48]. Además, se sitúa entre las técnicas coherentes de multiplexación que presenta mejores propiedades de correlación y eficiencia frecuencial [41].

Los sistemas que implementan codificación óptica se basan en la transmisión de información de usuario, de control o enrutado, mediante la codificación de un pulso óptico en una secuencia código [49–51].

En *CDS-OCDMA*, esta secuencia código se aplica directamente (*Direct Sequence*) sobre los pulsos ópticos de la señal de entrada, expandiéndose temporalmente (*Time Spread*) viéndose aumentada su duración  $N$  veces, acorde a la longitud del código.

Esquemáticamente, el funcionamiento de *CDS-OCDMA* puede verse en la Figura 2.4. Donde el pulso óptico de entrada a transmitir es codificado obteniéndose una secuencia de  $N$  pulsos denominados *chips*.



**Figura 2.4:** Proceso de codificación teórica de *CDS-OCDMA*.

Cada uno de los *chips* contendrá la información determinada por el código implementado, modificando la amplitud y/o la fase de cada *chip* individualmente.

En el ejemplo, se muestra una codificación de amplitud constante en la que se produce un cambio de fase en el segundo y cuarto *chip*.

El proceso de decodificación de la información se lleva a cabo de manera equivalente, mediante la implementación de un dispositivo correlador.

La codificación y decodificación de un pulso de entrada por una pareja de códigos complementarios, donde el decodificador realiza el procedimiento temporalmente inverso al codificador y que posee las fases equivalentes conjugadas, conlleva la recuperación de la señal de entrada obteniendo el pico máximo de autocorrelación (*ACP*).

Por el contrario, si emisor y receptor no utilizan las parejas código complementarias la señal decodificada por el receptor se denomina señal de correlación cruzada (*XC*), y es percibida como ruido.

En relación a *CDS - OCDMA* existen ciertos aspectos que hay que tener en cuenta a la hora de su implementación en un sistema real. Algunos de los aspectos que se tratarán a lo largo de este trabajo de tesis versan sobre a las características de los códigos utilizados, la implementación de los dispositivos codificadores y de-

codificadores y su mejora en términos de eficiencia espectral y el comportamiento frente a la dispersión, etc.

## 2.2 Dispositivos codificadores y decodificadores para Codificación óptica Coherente (CDS-OCDMA)

La tecnología elegida para la implementación de los dispositivos utilizados para codificación y decodificación tiene un papel crucial, no sólo en el diseño en sí, sino también en su implementación en un sistema real.

En la literatura existen diversas propuestas, basadas en líneas de retardo [52] [53], mediante la implementación en circuitos planares (Planar Linear Circuits PLC) [54–56], como por medio de redes de difracción superestructuradas o *SSFBG* (*Super Structured Fiber Bragg Grating*) [46, 57, 58].

Los primeros presentan la ventaja inherente de la estabilidad de fase en la estructura interna del componente así como la libertad en el diseño de componentes de tipo *FIR* (*Finite Impulse Response*), o el empleo de acopladores *Dragone* multipuerto [59]. Además se puede emplear el efecto termo-óptico para sintonizar la fase óptica impuesta a los *chips* por lo que tendrían la característica de sintonizabilidad.

Por el contrario las propuestas de dispositivos codificadores ópticos para codificación óptica coherente en tecnología óptica integrada se han circunscrito a componentes con un reducido número de *chips* ( $\sim 16$ ) a lo que hay que añadir las pérdidas de inserción derivadas de la falta de compatibilidad entre fibra y la tecnología óptica integrada y el alto coste de diseño y fabricación a nivel de prototipos.

En los próximos capítulos de este trabajo de tesis se aborda el diseño y fabricación de los dispositivos de/codificadores mediante redes de difracción superestructuradas o *SSFBGs*. Su implementación a través de redes de difracción, implica utilizar una tecnología totalmente compatible con la fibra de transmisión, que permite la implementación de códigos de gran longitud ( $> 512$ ) [57], siendo el proceso de diseño y fabricación de componentes más directo y de menor coste.

Especialmente para el Grupo de Comunicaciones Ópticas y Cuánticas (GCOC), en el que se ha desarrollado este trabajo, dado que dispone de la infraestructura necesaria para llevar a cabo la fabricación de los mismos.

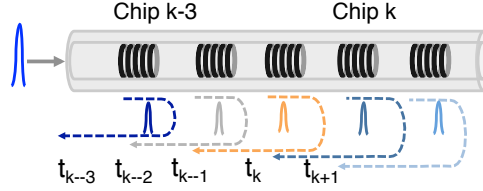
### 2.2.1 Dispositivos basados en *SSFBGs*

Las redes de difracción que se utilizan para los dispositivos utilizados en la codificación óptica basados en redes de *Bragg* se denominan redes de difracción superestructuradas (*SSFBG-Super Structured Fiber Bragg Grating*). Estas redes pueden ser definidas como una concatenación de múltiples subredes individuales o *chips*. Cada una de las redes por la que está compuesta definen las características de amplitud y fase que conforman la palabra código a implementar.

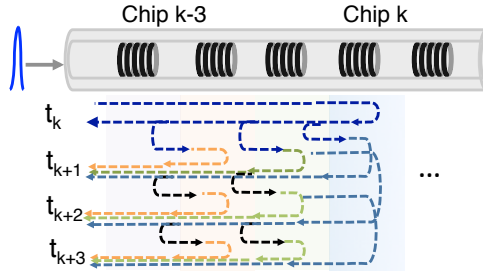
El comportamiento de estos dispositivos está definido temporalmente y pueden ser

modelados de manera equivalente al de un filtro *FIR* de  $N$  muestras.

El pulso óptico de entrada, que en general será un pulso temporalmente muy estrecho, irá reflejando parte de su potencia en cada una de las subredes, conformando en reflexión la señal codificada (Figura 2.5). Sin embargo, en función de la reflectividad de cada una de las subredes, existirán un conjunto de reflexiones de las múltiples contribuciones, que se irán sumando a la respuesta temporal objetivo (Figura 2.6).



**Figura 2.5:** Codificador *OCDMA* basado en *SSFBG*.



**Figura 2.6:** Codificador *OCDMA* basado en *SSFBG* con múltiples reflexiones por subred.

Debido a su funcionamiento en reflexión las *SSFBG* y al efecto de las múltiples reflexiones en cada una de las subredes, éstas son fabricadas en régimen de baja reflectividad para favorecer que el pulso recorra completamente la estructura a fin de obtener una contribución temporal uniforme.

Matemáticamente puede expresarse como el sumatorio de las contribuciones individuales equiespaciadas en el tiempo de cada uno de los *chips* que componen la palabra código, y que puede verse en (2.4):

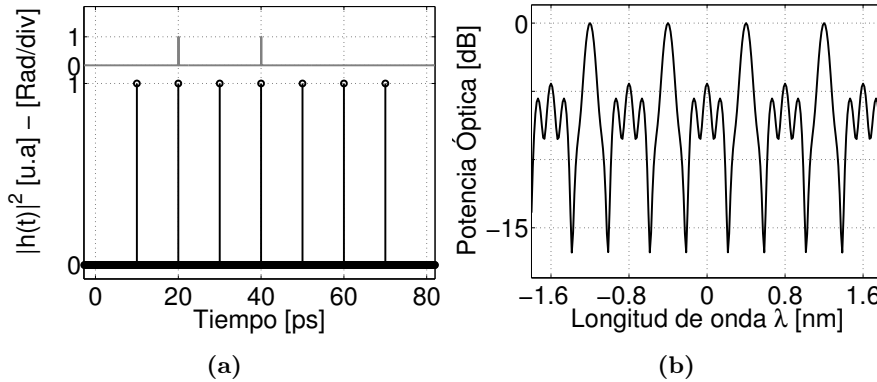
$$h_{p,ideal}(t) = \sum_{k=1}^N a_{p,k} e^{j\phi_{p,k}} \delta(t - k \cdot t_{ch}) \quad (2.4)$$

Donde  $a_{p,k}$  y  $\phi_{p,k}$ , modelan la amplitud y la fase respectivamente de cada uno de los *chips*. El código implementado se representa mediante  $p$  y cada uno de los *chips* que conforman la red mediante  $k$  (1 a  $N$ ).

Por último, la separación temporal entre los *chips* viene dada por  $t_{ch}$  pudiendo ser

modelado como un filtro *FIR* con  $N$  muestras retardadas entre sí un tiempo  $t_{ch}$ . El comportamiento temporal ideal definido por la respuesta impulsiva del dispositivo serían deltas de *Dirac* equiespaciadas temporalmente  $t_{ch}$ , tal y como se muestra en la Figura 2.4.

Una simulación de la respuesta temporal y frecuencial del dispositivo modelo del ejemplo Figura 2.4 puede verse en Figura 2.7.



**Figura 2.7:** Simulación temporal (a) y espectral (b) de dispositivos *SSFBG* ideales.

La respuesta temporal (Figura 2.7a) se corresponde con el sumatorio de deltas de Dirac. En el ejemplo existen 7 *chips* con amplitud constante y solamente dos cambios de fase (en los *chips* 2 y 4).

El comportamiento frecuencial de un sumatorio de deltas con diferentes valores de fase, se ve representado en Figura 2.7b.

Idealmente, la respuesta frecuencial tiene ancho de banda ilimitado y su periodicidad espectral (*Frequency Pattern Repetition*, *FPR* o *Free Spectral Range*, *FSR*) viene determinada por la inversa del tiempo entre muestras  $t_{ch}$ . En el ejemplo  $t_{ch} = 10$  ps, equivalente a 100 GHz (0.8 nm) en tercera ventana.

El modelado ideal del comportamiento de este tipo de dispositivos concuerda en gran medida con el comportamiento final de los dispositivos fabricados, exceptuando el ancho de banda final del dispositivo, debido a que éste se ve limitado por el proceso de fabricación. Es por ello que el proceso de fabricación de las *SSFBG* es clave en el diseño de estos dispositivos.

### *Proceso de fabricación empleado.*

Las técnicas de fabricación que se han utilizado desde el primer sistema de fabricación propuesto por *Meltz* han ido evolucionando hasta dar paso a una de las técnicas más extendida en la actualidad basada en la utilización de un elemento difractor denominado máscara de fase [60, 61].

La máscara de fase consiste en una lámina de silicio transparente a la radiación ultravioleta que posee una corrugación periódica en una de sus caras.

En el proceso de fabricación, el haz UV debe incidir perpendicularmente por la cara no corrugada, mientras que las corrugaciones periódicas de la máscara de fase son diseñadas de tal forma que a la salida se maximiza la intensidad de luz difractada de los órdenes  $+1$  y  $-1$ ; y se minimiza la intensidad óptica del resto de órdenes, principalmente del orden cero.

Los haces difractados a la salida de la máscara de fase interfieren entre ellos creando una zona de franjas interferométricas. La fibra fotosensible se situará en esa zona de interferencias y al incidir el haz UV, se verá modificado el índice de refracción del núcleo de la fibra imprimiéndose en él el patrón interferométrico. De tal forma, en el núcleo de la fibra quedará inscrita la red de difracción cuyo periodo es la mitad del periodo de la corrugación de la máscara de fase.

La modificación del índice de refracción de núcleo, puede expresarse mediante la función del coeficiente de acoplo complejo  $q(z)$ , de la forma descrita en (2.5).

Donde  $\kappa(z)$  es el coeficiente de acoplo en amplitud, que se corresponde con el comportamiento en potencia de la respuesta impulsiva de cada una de las perturbaciones inducidas y  $\phi(z)$  contiene los cambios de fase con respecto al periodo de *Bragg* acorde con la palabra código.

$$\begin{aligned} q(z) &= \kappa(z) \cdot e^{j\phi(z)} \\ \kappa(z) &\propto |a_{p,k}| \\ \phi(z) &= \phi_{p,k} \end{aligned} \quad (2.5)$$

La variación del índice de refracción a lo largo del núcleo de la fibra que se debe inducir para obtener la respuesta  $q(z)$ , se describe en (2.6). La variable  $n_0$  es el valor del índice de refracción de la fibra;  $n_{DC}(z)$  es el incremento medio del índice de refracción y  $n_{AC}(z)$  es la amplitud de la perturbación de *Bragg* [62][63] definida por el tiempo e intensidad de la exposición al láser ultra violeta y relacionada con  $\kappa(z)$  en (2.7).

$$\begin{aligned} n(z) &= n_0 + \Delta n_0(z) \\ n(z) &= n_0 + \Delta n_{DC}(z) + \Delta n_{AC}(z) \cdot \cos\left(\frac{2\pi}{\Lambda_B} + \phi(z)\right) \end{aligned} \quad (2.6)$$

$$\kappa(z) = (\pi/\lambda_{Bragg}) \cdot \Delta n_{AC}(z) \quad (2.7)$$

Otra característica definida por el proceso de fabricación es la reflectividad máxima de la red y depende del valor de  $\Delta n_{AC}(z)$  la obtención de dispositivos con mayor o menor reflectividad. Concretamente en [39] se evalúan la reflectividad de las redes *SSFBG* en función de la variación de  $\Delta n_0$  (Tabla 2.2). En general, como ya se ha citado, los dispositivos para *CDS - OCDMA* basados en *SSFBGs*, son fabricados en régimen de baja reflectividad a fin de evitar las múltiples reflexiones y pérdidas de potencia en la incidencia la señal a lo largo del dispositivo, facilitando que la señal óptica de entrada recorra la estructura completamente.

Asumiendo la fabricación de los dispositivos en régimen de baja reflectividad, la respuesta impulsiva ideal puede trasladarse directamente a la perturbación de

| Régimen    | $\Delta n_0(z)$             | Reflectividad |
|------------|-----------------------------|---------------|
| <i>I</i>   | $< 10^{-5}$                 | Baja          |
| <i>II</i>  | $10^{-5} - 7 \cdot 10^{-5}$ | Media         |
| <i>III</i> | $> 7 \cdot 10^{-5}$         | Alta          |

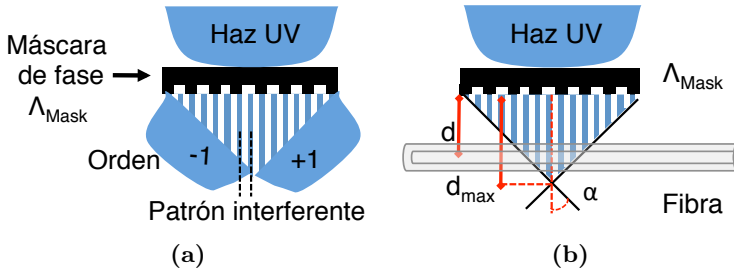
**Tabla 2.2:** Reflectividad de las *SSFBG* según el valor de  $\Delta n_0(z)$ .

*Bragg* del coeficiente de acoplo complejo,  $h_p(t) \propto q(z)$  (aproximación de *Born*).

Mediante la técnica de la máscara de fase y controlando de manera adecuada el desfase relativo entre las sub-exposiciones sucesivas, pueden ser fabricadas cualquier tipo de redes (apodizadas, con chirp, etc) siendo únicamente necesaria una máscara de fase uniforme [64]. Los desfases relativos entre subredes son introducidos mediante desajustes espaciales (del orden nm) por lo que se requieren sistemas de posicionamiento de muy alta precisión.

Un esquema simple del proceso de fabricación mediante máscara de fase de una red difracción puede verse en la Figura 2.8a. El haz del láser ultravioleta incide directamente sobre la máscara de fase, debidamente diseñada para dividir la luz incidente en dos rayos de diferente orden  $(-1, +1)$ , produciendo un patrón interferente de periodicidad  $\Delta_l$  igual a la mitad del periodo de la máscara de fase utilizada  $\Lambda_{Mask}$ .

La fibra fotosensible se sitúa tras la máscara de fase, tal y como se muestra en Figura 2.8b, grabándose en su núcleo el patrón interferente creando la red de difracción.

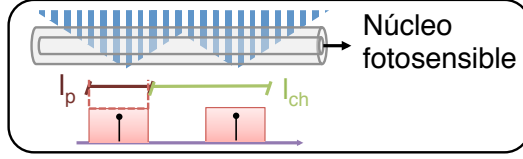


**Figura 2.8:** Esquema proceso de fabricación mediante máscara. a) Superposición de los órdenes  $+1$  y  $-1$ , y b) distancias físicas en relación a la fibra.

Como se ha definido, una *SSFBG* es la concatenación de múltiples redes siguiendo el método descrito. De la Figura 2.8b se infiere que la longitud de la perturbación ( $l_p$ ) inducida en el índice de refracción de la fibra está relacionada con el ancho del haz ultravioleta (*UV*) del proceso de fabricación así como de la distancia de la fibra a la máscara. La longitud de *chip* ( $l_{ch}$ ) puede definirse entonces, como la longitud física existente entre dos subredes de la red de difracción final (Figura 2.9). Esta separación física determina el tiempo entre *chips*, definido en (2.8) como el tiempo empleado de ida y vuelta entre dos *chips* consecutivos. Donde  $c$  es la velocidad de la luz y  $n$  en índice efectivo de la fibra.



$$t_{ch} = 2 \frac{l_{ch} \cdot n}{c} \quad (2.8)$$



**Figura 2.9:** Sucesión de exposiciones en SSFBGs.

Diseñar la periodicidad de la red, conlleva definir la longitud entre las subredes y viceversa. En última instancia, el valor mínimo entre *chips* estará limitado por la longitud de la perturbación o ancho de *chip* mínimo ( $l_p$  o  $\sigma_{chip}$ ) que se pueda obtener en el grabado de las redes (2.9), el cual depende totalmente del proceso de fabricación.

$$t_{ch}^{min} = 2 \cdot \frac{l_p^{min} \cdot n}{c} \quad (2.9)$$

### ***Limitaciones en el proceso de fabricación.***

En la fabricación de las redes de difracción mediante el sistema y metodología mostrada, existen ciertas limitaciones que degradan la fabricación de las mismas. Un estudio en profundidad del sistema y procedimiento con el que se han fabricado las *SSFBGs* propuestas en este trabajo, así como el sistema utilizado, puede verse en [64].

La primera limitación podría atribuirse a la repetitividad de la fabricación, ya que es un proceso muy sensible, en el que por diferentes motivos se produce la degradación/discrepancias del resultado final con el modelo teórico.

Estos desvíos del modelo teórico, son producidos en general por variaciones físicas en el entorno; ya sea a nivel de temperatura/humedad en el ambiente, o por el desalineamiento entre fibra, haz *UV* y máscara, debidas al tensado manual de la fibra al ser colocada, *etc*; por lo que se requiere de una continua monitorización durante el grabado de las redes.

A nivel de diseño, el parámetro físico principal que limita la fabricación de las redes de difracción, tal y como se puede extraer de los esquemas anteriores (Figura 2.8b), es la distancia entre máscara y fibra; limitando por ende, el diseño teórico.

Dependiendo de la distancia que separa fibra y máscara, la superposición de los órdenes +1 y -1, se verá modificada, de la forma expresada en (2.10), reduciendo la longitud del patrón interferente tanto en cuanto la separación entre fibra y máscara aumente.

$$l_p = \sigma_{UV} - 2 \cdot d \cdot \tan(\alpha) \quad (2.10)$$

Se debe tener en cuenta que la fibra tiene un diámetro de  $125 \mu m$ , por lo que la distancia mínima que existirá entre fibra y máscara será aproximadamente  $\sim 65$

$\mu m$ . Sin embargo, se estipula una distancia mínima entre fibra y máscara de  $50 \mu m$  a fin de evitar problemas de atracción electrostática o que haya un contacto entre ambas, dañándose la máscara de fase. Dichas características físicas limitarían la anchura máxima de la perturbación inducida en la fibra por exposición. Analogamente, existe una distancia máxima que delimita la zona efectiva de interferencias, cuya distancia máxima se define en (2.11) en función de  $\alpha$  y  $\sigma_{UV}$ . El ángulo formado entre ambos órdenes ( $\alpha$ ) tiene un valor típico de  $13^\circ$  [64].

$$d_{max} < \frac{\sigma_{UV}}{2 \cdot \tan(\alpha)} \quad (2.11)$$

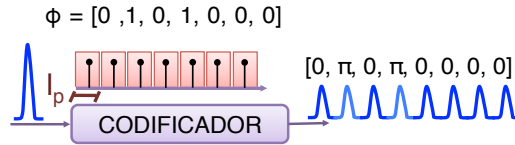
Otro parámetro que influye en la bondad de las redes fabricadas es el nivel medio del índice de refracción. Es por ello que cada exposición de láser  $UV$  se divide en dos sub-exposiciones (o *doblete*) desfasándolas entre ellas, siendo posible controlar de manera precisa el perfil de apodización de la red, en [64] puede encontrarse un ejemplo gráfico del efecto del *doblete* en el grabado de las redes de difracción. Este método, a diferencia del que modificaba la fluencia  $UV$ , mantiene constante el valor medio del índice de refracción, dado que la energía depositada por unidad de tiempo y de longitud permanece constante.

### *Modelado matemático del proceso de fabricación.*

Retomando el modelo ideal y comparándolo con el modelo obtenido del proceso de fabricación, la primera discrepancia se presenta en la perturbación del índice de refracción.

En el modelo ideal, la respuesta temporal definida por deltas, equivaldría a una perturbación puntual del índice de refracción de la fibra, mientras que su fabricación mediante el método de la máscara de fase, implica que esta perturbación está distribuida a lo largo de una longitud  $l_p$ .

La diferencia puede verse gráficamente en el siguiente esquema (Figura 2.10), donde se ha definido la longitud de *chip* acorde a la longitud de perturbación ( $l_p = l_{ch}$ ).



**Figura 2.10:** Perturbación distribuida del índice de refracción.

Esta discrepancia entre el modelo ideal y la fabricación tiene un efecto inmediato en la respuesta temporal y frecuencial del dispositivo.

La reflectividad distribuida propia de la fabricación implica incluir un término adicional en el modelado matemático del efecto inherente al proceso de fabricación de las subredes, que será definido de ahora en adelante como  $h_{chip}$ .

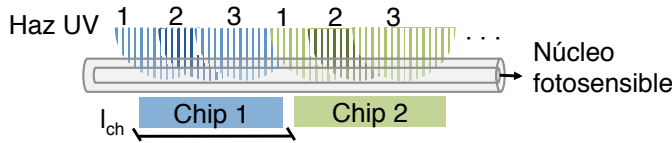
El proceso de fabricación es análogo en todos los *chips* por lo que puede extraerse, y

diferenciarse de las características de la palabra código implementada (2.12)(2.13):

$$h_{p, fab}(t) = h_{chip} \otimes \sum_{k=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}} a_{p,k} e^{j\phi_{p,k}} \delta(t - k \cdot t_{ch}) \quad (2.12)$$

$$H_{p, fab}(\omega) = H_{chip} \cdot \sum_{k=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}} a_{p,k} e^{j\phi_{p,k}} e^{j\cdot k \cdot \omega \cdot t_{ch}} \quad (2.13)$$

En la literatura el método de grabado más extendido se basa en múltiples exposiciones del láser ultravioleta por *chip*, hasta cubrir la longitud entre dos chips consecutivos  $l_{ch} = l_p$  [65] como queda esquematizado en la Figura 2.11.



**Figura 2.11:** Fabricación de las redes de difracción mediante múltiples exposiciones por *chip*.

La suma de las múltiples exposiciones por chips es equivalente a una perturbación continua y uniforme del índice de refracción, que puede ser modelada como una función escalón de anchura equivalente a la distancia entre *chips* de la forma  $\Pi\left(\frac{z}{l_{ch}}\right)$ , cuya descripción temporal se representa en (2.14):

$$h_{chip}(t) = \Pi\left(\frac{t}{t_{ch}}\right) \quad (2.14)$$

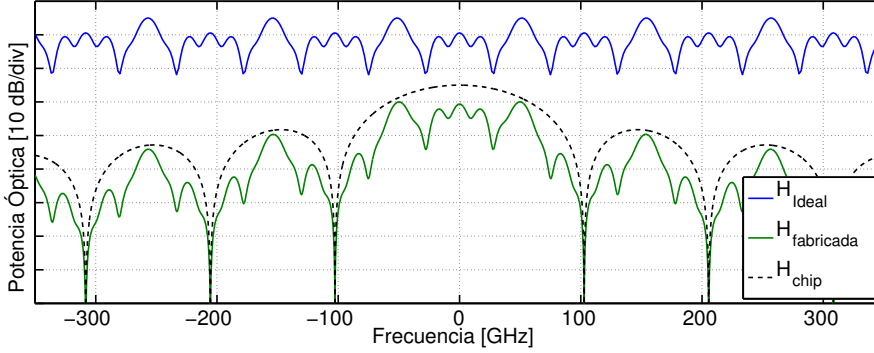
La respuesta frecuencial de una función escalón, atiende a una forma de *sinc* definida en (2.15):

$$H_{chip}(\omega) \approx \text{sinc}\left(\frac{\omega \cdot t_{ch}}{2 \cdot \pi}\right) \approx \text{sinc}\left(\frac{\omega}{2 \cdot \pi \cdot FPR}\right) \quad (2.15)$$

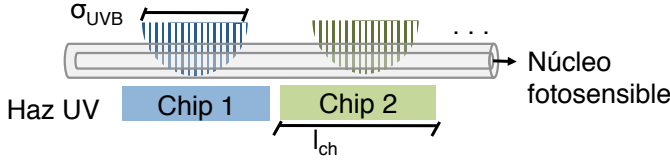
Este comportamiento adicional debido al proceso de fabricación modifica la envolvente de la respuesta frecuencial final del dispositivo, tal y como puede verse en la simulación mostrada en la Figura 2.12.

Como se observa, la envolvente  $H_{chip}$  presenta fuertes nulos en la respuesta frecuencial en múltiplos del  $FPR$  ( $\frac{1}{t_{ch}}$ ), y por tanto, también el dispositivo final fabricado. Esta degradación de la envolvente supone la inutilización de este dispositivo en los nulos de la respuesta espectral.

Sin embargo, mantener un perfil del índice uniforme a lo largo de todo el *chip* [46, 66, 67] no es condición necesaria. Esta metodología de grabado puede modificarse y emplear una única exposición por *chip* (Figura 2.13), como se plantea en [68].



**Figura 2.12:** Respuesta espectral ideal y propuesta utilizando grabado de *chip* continuo.



**Figura 2.13:** Única exposición por chip.

Al fabricar las redes mediante una única exposición del láser ultravioleta por su-bred, la perturbación inducida en el núcleo de la fibra no se distribuye de manera uniforme a lo largo de todo el *chip*, sino que se encuentra limitada físicamente ( $l_{ch} \neq l_p$ ). La envoltente transferida al índice de refracción del núcleo se ve modificada por la envoltente de la perturbación aplicada que puede ser aproximada a la envoltente que caracteriza el haz del láser ultravioleta ( $\sigma_{UV}$ ).

Esta envoltente se modela como una función *gaussiana*, tal y como queda reflejado en la Figura 2.13 y está determinada por la anchura del haz ultravioleta. Por tanto, la respuesta de la fabricación será equivalente a una envoltente *gaussiana*, definida como:

$$H_{chip}(\omega) \propto G(\omega) \quad (2.16)$$

$$h_{chip}(t) \propto g(t) \quad (2.17)$$

$$h_{chip}(z) \propto g(z)$$

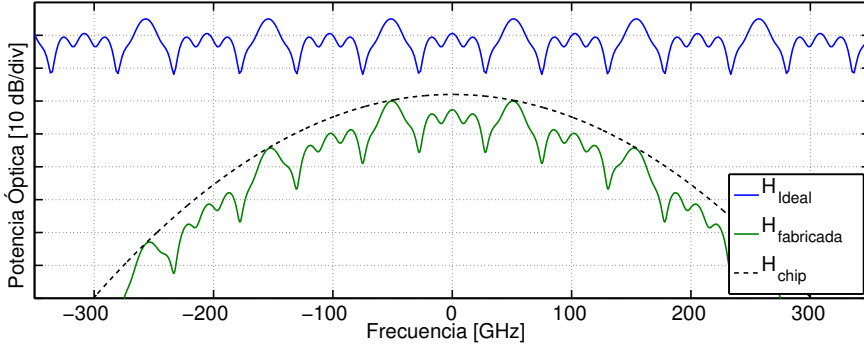
La característica de una función *gaussiana*, queda determinada mediante su expresión matemática general en (2.18).

$$g(x) = a \cdot e^{-\frac{1}{2} \left( \frac{x-x_0}{\sigma} \right)^2} \quad (2.18)$$

Siendo  $a$  el máximo valor de amplitud de la señal, cuyo centro es  $x_0$  y anchura a una caída de valor  $\frac{1}{e}$  del máximo será de  $2 \cdot \sigma$ .

Mediante este modelado, la respuesta ideal del dispositivo debería verse modifi-

cada por un envolvente gaussiana cuyo ancho dependerá del haz ultravioleta. La simulación espectral de las redes propuestas utilizando una única exposición del láser por *chip* se muestra en la Figura 2.14. A diferencia del grabado continuo, el espectro resultante no tiene nulos espectrales.

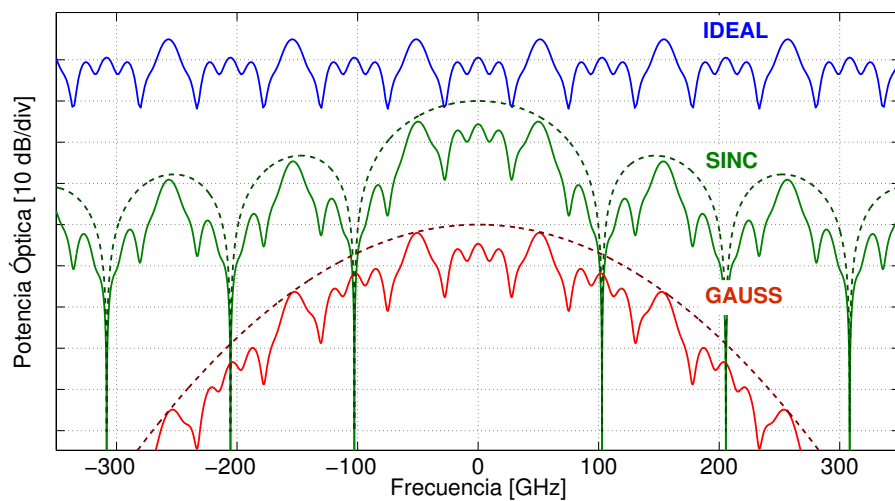


**Figura 2.14:** Respuesta espectral ideal y propuesta con grabado de *chip* único.

Este método de grabado conlleva múltiples ventajas, como la reducción del tiempo de fabricación de las redes al reducir el número de exposiciones y el correcto incremento del índice de refracción entre *chips* de diferente fase, hecho que no ocurre utilizando múltiples exposiciones por *chip* [69].

Sin embargo, la más destacable es la posibilidad de diseñar independientemente el patrón de repetición del dispositivo y el ancho de banda del mismo ( $FPR \neq \frac{1}{t_{ch}}$ ). Mediante la compensación de las pérdidas de inserción de forma adecuada, el dispositivo puede utilizarse en un mayor rango frecuencial, debido a que su respuesta frecuencial no presenta deformaciones que modifiquen su característica frecuencial e impidan su correcto funcionamiento.

En la Figura 2.15 se aprecia perfectamente la distorsión espectral presentada por dispositivos con grabado del *chip* continuo en tiempo (*Sinc* en frecuencia), y la versatilidad presentada por los dispositivos propuestos mediante exposiciones únicas por subred (*Gauss*, gaussiana en frecuencia).



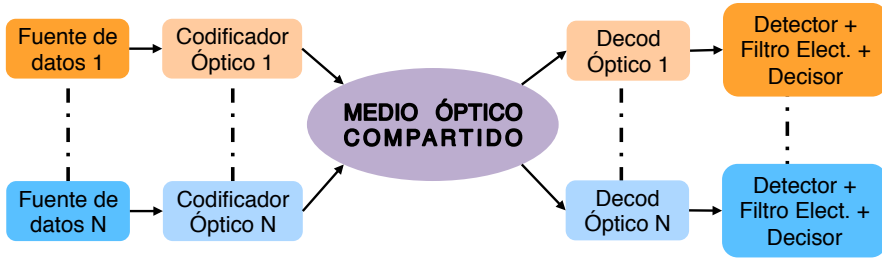
**Figura 2.15:** Comparativa de las respuestas espectrales ideal y propuesta teórica de redes de grabado continuo y único.

### 2.3 Proceso de codificación y decodificación óptica.

El esquema mostrado en la Figura 2.16 muestra un sistema genérico basado en codificación y decodificación óptica. En general, en estos sistemas de codificación óptica, las fuentes de datos que se utilizan son fuentes pulsadas de gran ancho de banda (i.e. pulsos muy estrechos en el dominio del tiempo).

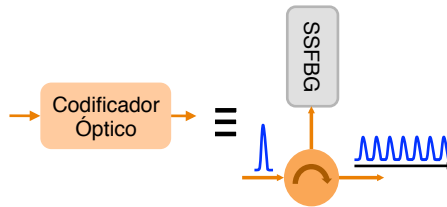
Cada emisor de datos codificará su información mediante un dispositivo codificador, produciendo la señal codificada temporalmente, que será transmitida por la red de forma simultánea a los demás emisores. En el extremo decodificador se recibirán todas las señales transmitidas por la red óptica común, donde el proceso de correlación se lleva a cabo a través del decodificador.

Sólo cuando los dispositivos codificador y decodificador estén correlados, se decodificará correctamente la información transmitida.



**Figura 2.16:** Modelo de sistemas *OCDMA*.

Tal y como se relató en los apartados anteriores, en este trabajo los dispositivos codificadores utilizados están basados en *SSFBGs*, por lo que el proceso de codificación/decodificación se produce introduciendo la señal a la red *SSFBG* a través de un circulador. La señal reflejada por la *SSFBG* es la señal codificada temporalmente, tal y como se muestra en Figura 2.17.



**Figura 2.17:** Codificación mediante *SSFBG*.

Partiendo de la premisa del uso de códigos bipolares en la implementación de los códigos, para recuperar la información transmitida el dispositivo decodificador debe ser equivalente al codificador pero con la respuesta temporalmente invertida y las fases conjugadas.

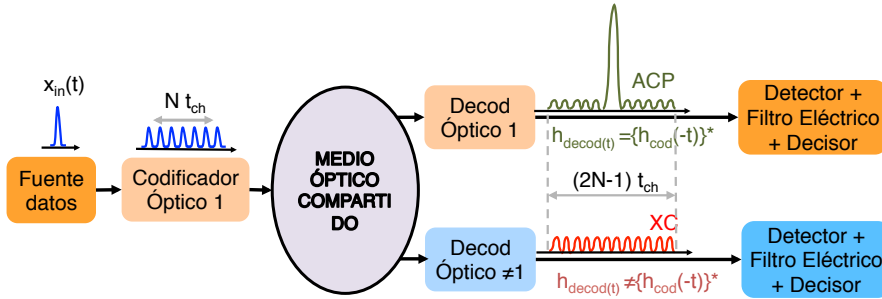
$$h_{\text{decod}}(t) = h_{\text{decod}}(-t)^* \quad (2.19)$$

En este tipo de sistemas, la causa de degradación más usual es la debida a la interferencia multiusuario o *MAI*, es por ello, que en el receptor, se debe procesar la señal de manera adecuada a fin de eliminar el ruido multiusuario y discernir apropiadamente entre las señales de autocorrelación (decodificación correcta de la señal de información) y correlación cruzada (señales interferentes).

En relación al receptor (Detector+Filtro+Decisor), hay que tener en cuenta, que las señales que se obtienen son del orden de decenas o centenares de *GHz*; por lo que la electrónica asociada al ancho de banda del receptor comienza a ser limitante [40]; lo que ha propiciado el procesamiento de las señales en el entorno óptico.

Este procesamiento óptico se basa en la aplicación de técnicas de *time gating*, basadas tanto en interferometría no lineal [70, 71], como en el conocido efecto del *Four Wave Mixing* (FWM) [10]. También se implementa junto con técnicas de *thresholding*, mediante el uso de interferometría no lineal [72–74] similar a la utilizada para el *time gating*, o mediante la generación de armónicos de segundo orden a través dispositivos con estructuras periódicas de niobato de litio, denominadas: *SHG-PPNL* [75, 76].

En la Figura 2.18 queda plasmado gráficamente el proceso de codificación y decodificación genérico.



**Figura 2.18:** Codificación y decodificación óptica. Señales de *ACP* y *XC*.

### 2.3.1 Modelado Matemático

A continuación se procede al desarrollo del modelado matemático genérico de un sistema basado en codificación y decodificación óptica coherente.

Se ha definido la señal de datos de entrada como  $x(t)$  (pulsos ópticos muy estrechos temporalmente). Esta señal se codificará mediante la *SSFBG* en la configuración vista en Figura 2.17. A la salida se obtendrá la convolución temporal de la señal de entrada  $x(t)$ , con la respuesta impulsiva de la *SSFBG* codificadora definida como  $h_p^{Cod}(t)$ , y que como ya se ha definido anteriormente,  $p$  representa el código implementado dentro del conjunto empleado. Esta señal codificada tendrá una duración temporal de  $(N - 1) \cdot t_{ch}$ , siendo  $N$  el número de *chips* de la palabra código que implementa.

$$z_p^{Cod}(t) = x(t) \otimes h_p^{Cod}(t) \quad (2.20)$$



Equivalentemente a la codificación de la señal, en el extremo receptor la señal codificada atacará al dispositivo decodificador que se define como  $h_q^{Decod}(t)$ , siendo  $q$  el código implementado en el extremo decodificador.

A la salida del sistema se obtiene la señal de correlación entre codificador y decodificador ( $h_p^{Cod}(t)$  y  $h_q^{Decod}(t)$ ), definida como  $y_{p,q}^{sistema}(t)$ :

$$\begin{aligned} y_{p,q}^{sistema}(t) &= x(t) \otimes h_p^{Cod}(t) \otimes h_q^{Decod}(t) \\ h_p^{Cod}(t) &= \sum_{k=-N/2}^{k=N/2} a_p^{cod}(k) \cdot e^{j\phi_{p,k}^{cod} \cdot \delta(t-k \cdot t_{ch})} \\ h_q^{Decod}(t) &= \sum_{l=-N/2}^{l=N/2} a_q^{decod}(k) \cdot e^{j\phi_{q,l}^{decod} \cdot \delta(t-l \cdot t_{ch})} \end{aligned} \quad (2.21)$$

Para simplificar el modelado del sistema, se puede recomponer la respuesta total aunando los términos que aluden al modelo ideal de codificador y decodificador, redefiniéndolos conjuntamente como  $h_p^{Cod,Decod}(t)$ , y los términos que se corresponden con el pulso de entrada y el proceso de fabricación en  $h_{pulso}^{sistema}(t)$ , obteniéndose (2.22)

$$y_{p,q}^{sistema}(t) = h_{pulso}^{sistema}(t) \otimes h_p^{Cod,Decod}(t) \quad (2.22)$$

En este caso, los subíndices  $k$  y  $l$  apuntan a la posición del *chip* dentro del código y  $p$  y  $q$  continúan representando el código implementado en codificador y decodificador respectivamente.

El pulso de entrada  $x(t)$ , se vería a su vez modificado por la envolvente  $h_{chip}(t)$  propia de los dispositivos inherente al proceso de fabricación, suponiéndose equivalente en codificador y decodificador, pudiendo definirse de la forma:

$$h_{pulso}^{sistema}(t) = x(t) \otimes h_{p,chip} \otimes h_{q,chip} \quad (2.23)$$

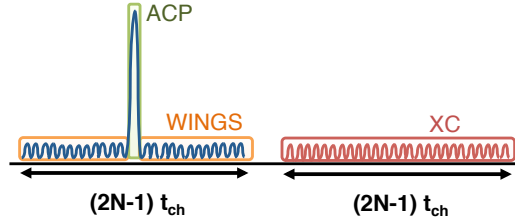
La señal reflejada en el decodificador, que será la señal de correlación  $y_{p,q}^{sistema}(t)$ , tendrá una duración temporal igual al doble de la señal codificada  $((2N-1)t_{ch})$ , ya que esta correlación es la convolución temporal entre dos señales de la misma longitud temporal, como queda representado en la Figura 2.19.

Cuando el código de ambos dispositivos coincida ( $p = q$ ) la energía de la señal se reagrupará recuperando el pulso de entrada, obteniendo en el fotodetector la señal de Autocorrelación (ACP).

Si la codificación y decodificación se producen con códigos diferentes ( $p \neq q$ ), la energía transmitida no se reagrupará apropiadamente y no se reconstruirá el pulso de entrada. La señal resultante se encontrará repartida a lo largo de un tiempo  $(2N-1) \cdot t_{ch}$  siendo equivalente a una señal de naturaleza ruidosa denominada señal de Correlación Cruzada (XC).

La señal de autocorrelación (ACP) está formada por tanto, por un pico máximo de señal en su centro, *i.e.* la recuperación del pulso inicial a la entrada, más un

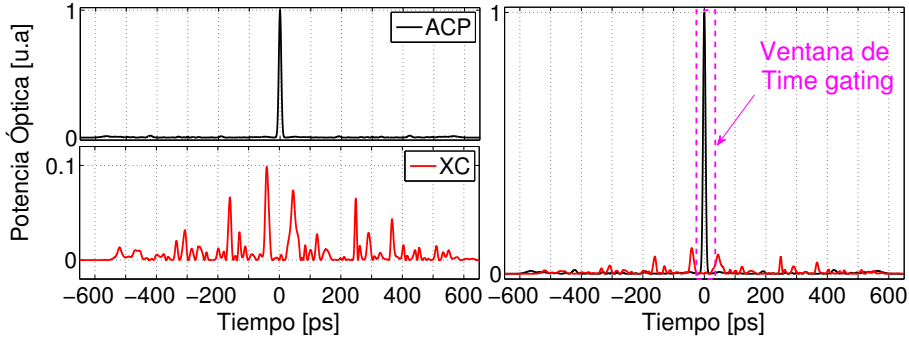
pedestal de bajo nivel de amplitud, cuya duración es igual al doble de la señal codificada, denominado en terminología anglosajona *Wings* (Figura 2.19). La señal de correlación cruzada ( $XC$ ,  $p \neq q$ ) está formada únicamente por el pedestal, producto de la convolución temporal de códigos diferentes.



**Figura 2.19:** Señales de autocorrelación y correlación cruzada.

Como se ha apuntado anteriormente, desde el punto de vista del receptor es necesario aplicar técnicas de *time gating*, electrónica u ópticamente [14, 77, 78], obteniendo un promedio de la potencia únicamente en un intervalo definido como  $T_g$  alrededor del máximo de la señal decodificada, mejorando la distinción de la señal deseada de *ACP*, con respecto del conjunto de señales interferentes de *XC*, reduciendo la interferencia multiusuario drásticamente.

En la Figura 2.20 se muestra una simulación teórica del proceso de codificación y decodificación a fin de obtener las señales de *ACP* ( $C1-C1^*$ ) y *XC* ( $C2 - C1^*$ ). Se han simulado dispositivos de 63 *chips*, con un tiempo entre *chips* de  $\sim 10$  ps, siendo la duración total de las señales  $\sim 1250$  ps. La ventana temporal de *Time gating* o  $T_g$  se ha definido conforme a la separación temporal entre *chips*.



**Figura 2.20:** Señales de Autocorrelación y correlación cruzada obtenidas mediante la simulación teórica, *ACP* y *XC*.

*Evaluación del proceso de codificación y decodificación.*

A continuación se definen los parámetros utilizados a fin de evaluar la capacidad de codificación y la bondad de los códigos y dispositivos utilizados.

Se definirá matemáticamente el valor de pico de *ACP* como la potencia media alrededor del valor de pico máximo de la señal, en un intervalo  $T_g$ , como puede verse en (2.24).

Este intervalo  $T_g$ , generalmente adopta un valor del orden del intervalo entre *chips* ( $t_{ch}$ ) o algo mayor dependiendo de la anchura total del sistema codificador/decodificador,  $h_{pulso}^{sistema}(t)$ .

$$acp_p = \frac{1}{T_g} \int_{-\frac{T_g}{2}}^{\frac{T_g}{2}} |y_{p,p}(t)|^2 dt \quad (2.24)$$

La potencia de las *wings*, se definirá como la potencia media a lo largo de toda la señal temporal ( $T_{total}$ ) fuera del tiempo de *gating* alrededor del máximo del ACP, de la forma expuesta en (2.25):

$$\omega_p = \frac{1}{T_{Total}} \left[ \int_{-\frac{T_g}{2}}^{-T_{Total}} |y_{p,p}(t)|^2 dt + \int_{\frac{T_g}{2}}^{T_{Total}} |y_{p,p}(t)|^2 dt \right] \quad (2.25)$$

La señal de correlación cruzada (2.26), es la señal interferente que se obtiene en la recepción de una señal codificada con un código diferente al implementado en el decodificador bajo estudio.

Para evaluar el efecto de la señal de *XC*, hay que introducir previamente el concepto de sincronía en *OCDMA*. Si bien una de las principales ventajas de *OCDMA* es la implementación de manera asíncrona [79, 80], la principal limitación es el ruido de batido y la interferencia de acceso multiusuario (*MUI*); ambos ruidos se ven incrementados a medida que el número de usuarios o canales código crece [39, 42].

La solución más directa para reducir los efectos de *MUI* es mediante técnicas de *thresholding* y *time gating*. Para el ruido de batido, generalmente se propone o bien incrementar la longitud del código, o emplear algún nivel de sincronización en el sistema [81]; tal y como se propone en [82–84].

Sin embargo, esto provoca un aumento de la complejidad debido a las estrictas necesidades de sincronización en la red (a nivel de *chip* del orden de  $\sim$  ps), o bien reduciendo la eficiencia frecuencial del sistema [74, 76] (retardo adicional entre las señales de los diferentes usuarios).

En el estudio que se desarrolla, se considera la implementación de *OCDMA* totalmente asíncrona, en la que la señal de interferencia *XC* se define temporalmente independiente de la señal de *ACP*. Siendo necesario acotarla en un intervalo de tiempo definido por  $T_{total}$  para evaluar el efecto de la *XC*, tal y como se define en (2.26).

$$xc_{p,q} = \frac{1}{T_{Total}} \int_{-\frac{T_{Total}}{2}}^{\frac{T_{Total}}{2}} |y_{p,q}(t)|^2 dt \quad (2.26)$$

En *OCDMA* síncrona, no es necesario evaluar el nivel de *XC* en todo  $T_{total}$ ; incluso mediate el uso de códigos adecuados, como por ejemplo los *Walsh-Hadamard*, se garantiza que la señal de *XC* tendrá un valor (ideal) igual a 0, cuando existe sincronización [85].

Teniendo en cuenta las definiciones básicas de los parámetros (2.24-2.26), se proponen algunas relaciones que se utilizarán para evaluar los sistemas basados en *CDS-OCDMA*.

En la evaluación de la calidad de los códigos pertenecientes a una familia, puede utilizarse la relación  $r_\omega$  descrita en (2.27).

Éste relaciona la potencia de *ACP* ( $acp_p$ ) con respecto a la potencia de las *wings*, para todos los códigos (M) de esa familia código, evaluando así la eficiencia con la que se recupera el pulso de entrada de la familia código.

Un valor alto de las *wings* implicaría que la potencia contenida en el *ACP* se ha repartido en el tiempo y no se ha reagrupado de la manera más eficiente a su máxima capacidad.

$$r_\omega = \frac{1}{M} \sum_{p=1}^M \frac{acp_p}{\omega_p} \quad (2.27)$$

Para finalizar, se debe plantear una última relación, entre la autocorrelación y la correlación cruzada, de la forma definida en (2.28). A través de este ratio  $r_g$ , se puede calcular la calidad del sistema, *i.e.*, la relación existente entre la potencia de la señal decodificada con el decodificador adecuado ( $acp_p$ ), frente a la potencia media de la señal interferente proveniente de cada uno de todos los posibles decodificadores ( $xc_{p,q}$ ).

$$r_g = \frac{1}{M \cdot (M - 1)} \sum_{p=1}^M \sum_{q \neq p}^M \frac{acp_p}{xc_{p,q}} \quad (2.28)$$

A lo largo de este trabajo de tesis, se trabajará principalmente con una familia de códigos *Gold* de longitud 63, en el que se utilizarán 32 de las 65 palabras código (ver en Anexo A), que se corresponde con el subconjunto de palabras código que presentan las mejores correlaciones, con bajo nivel de *wings*.

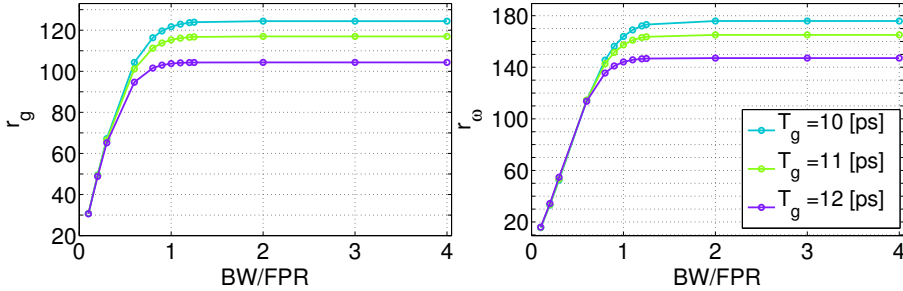
En la Figura 2.21 se muestran los resultados teóricos obtenidos para  $r_g$  y  $r_\omega$  en función del ancho de banda final de la señal resultante con respecto al *FPR* de los dispositivos, para diferentes valores de  $T_g$  cercanos a  $t_{ch}$ .

El ancho de banda efectivo final, depende tanto de la envolvente final de los dispositivos utilizados, como de la del pulso de entrada que ha sido definida por la contribución  $H_{pulso}^{sistema}$ , equivalente a una envolvente *gaussiana*.

De los resultados obtenidos de la simulación se observa como ambos parámetros están acotados por debajo de un valor máximo que se alcanza cuando el ancho de

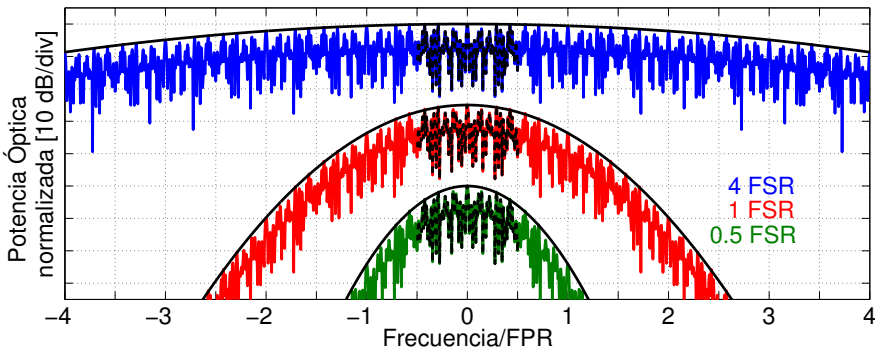
banda es equivalente al  $FPR$  de los dispositivos. Este comportamiento establece la necesidad de tener una señal  $H_{pulso}^{sistema}$  cuyo ancho de banda sea al menos equivalente al  $FPR$  de los dispositivos.

Cuando el ancho de banda ( $BW$ ) sea menor al  $FPR$  del código, los valores de  $r_g$  y  $r_\omega$  no han alcanzado su máximo (que depende del código y la propia señal de entrada), entendiéndose como un régimen de trabajo del sistema con capacidad menor a la óptima.



**Figura 2.21:** Relaciones  $r_g$  y  $r_\omega$  para una familia de 32 códigos de longitud 63.

En la Figura 2.22 se representa el espectro del conjunto  $H_{pulso}^{sistema} \cdot H_{cl}^{cod}(\omega)$  para diferentes anchos espectrales de la señal de entrada en función del  $FPR$  (4, 1 y 0.5  $FPR$ ). Superpuesto, en línea discontinúa se ha marcado el rango correspondiente a un  $FPR$  del código. Los resultados obtenidos junto con la Figura 2.21 arrojan como resultado que el uso de una señal de ancho de banda menor al  $FSR$  del dispositivo, implica pérdidas en la capacidad de codificación, mientras que un aumento del ancho de banda no tendría efecto alguno sobre el proceso de codificación y decodificación.



**Figura 2.22:** Espectros finales de la señal conjunta  $H_{pulso}^{sistema}$  para un código de 63 chips.

## 2.4 Conclusiones.

En este capítulo se han desarrollado los conceptos básicos sobre los sistemas ópticos basados en *OCDMA*. Para ello, se ha proporcionado una breve valoración de las posibles implementaciones de *OCDMA* y abordado las técnicas de *OCDMA* Coherente, en las cuales está basado este trabajo de tesis.

Análogamente, se han introducido las alternativas propuestas en la literatura en cuanto a la implementación física de los dispositivos codificadores y decodificadores para *OCDMA* en Secuencia Directa Coherente. En particular, se ha desarrollado su implementación mediante redes de difracción super estructurada (*SSFBS*). Se ha relatado de manera sucinta la metodología empleada en la fabricación de las *SSFBS* mediante una máscara de fase y se han evaluado las implicaciones del proceso en el dispositivo final obtenido.

Para finalizar, se ha procedido al modelado matemático de un sistema de *OCDMA* genérico. Se han definido los parámetros más relevantes en términos de eficiencia de la familia código implementada y de los dispositivos utilizados, así como la relación entre el efecto del ancho de banda efectivo y el *FRP*, a fin de obtener máxima capacidad de codificación, conceptos que se utilizarán en capítulos posteriores.

---

# Bibliografía

- [1] P. Prucnal, M. Santoro, and T. Fan, “Spread spectrum fiber-optic local area network using optical processing,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 4, pp. 547 – 554, May 1986.
- [2] P. Prucnal, M. Santoro, and S. Sehgal, “Ultrafast All-Optical Synchronous Multiple Access Fiber Networks,” *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, vol. 4, no. 9, pp. 1484–1493, 1986.
- [3] J. Salehi, “Emerging optical code-division multiple access communication systems,” *Network, IEEE*, vol. 3, pp. 31–39, March 1989.
- [4] J. Salehi, “Code division multiple-access techniques in optical fiber networks. I. Fundamental principles,” *Transactions on Communications, IEEE*, vol. 37, pp. 824 –833, August 1989.
- [5] J. Salehi and C. Brackett, “Code division multiple-access techniques in optical fiber networks. II. Systems performance analysis,” *Transactions on Communications, IEEE*, vol. 37, pp. 834 –842, August 1989.
- [6] M. Marhic, “Coherent optical CDMA networks,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 11, pp. 854–864, May-Jun 1993.
- [7] K. Kitayama, “Code division multiplexing lightwave networks based upon optical code conversion,” *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, vol. 16, pp. 1309–1319, September 1998.
- [8] Z. Wei, H. Shalaby, and H. Ghafouri-Shiraz, “Modified quadratic congruence codes for fiber Bragg-grating-based spectral-amplitude-coding optical CDMA systems,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 19, pp. 1274–1281, September 2001.
- [9] R. Griffin, D. D. Sampson, and D. Jackson, “Optical phase coding for code-division multiple access networks,” *Photonics Technology Letters, IEEE*, vol. 4, no. 12, pp. 1401–1404, 1992.

- [10] K.-i. Kitayama, H. Sotobayashi, and N. Wada, "Optical Code Division Multiplexing (OCDM) and Its Applications to Photonic Networks (Special Section on Spread Spectrum Techniques and Applications)," *IEICE transactions on fundamentals of electronics, communications and computer sciences*, vol. 82, no. 12, pp. 2616–2626, 1999.
- [11] P. Teh, P. Petropoulos, M. Ibsen, and D. Richardson, "Phase encoding and decoding of short pulses at 10 Gb/s using superstructured fiber Bragg gratings," *Photonics Technology Letters, IEEE*, vol. 13, pp. 154–156, February 2001.
- [12] J. Salehi, A. Weiner, and J. Heritage, "Coherent ultrashort light pulse code-division multiple access communication systems," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 8, pp. 478–491, March 1990.
- [13] A. Grunnet-Jepsen, A. Johnson, E. Maniloff, T. Mossberg, M. Munroe, and J. Sweetser, "Fibre Bragg grating based spectral encoder/decoder for light-wave CDMA," *Electronics Letters*, vol. 35, pp. 1096–1097, June 1999.
- [14] V. J. Hernandez, W. Cong, J. Hu, C. Yang, N. K. Fontaine, R. P. Scott, Z. Ding, B. H. Kolner, J. P. Heritage, and S. J. B. Yoo, "A 320-Gb/s Capacity (32-User x 10 Gb/s) SPECTS O-CDMA Network Testbed With Enhanced Spectral Efficiency Through Forward Error Correction," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 25, pp. 79–86, January 2007.
- [15] L. Tancevski, I. Andonovic, M. Tur, and J. Budin, "Hybrid wavelength hopping/time spreading code division multiple access systems," *IEE Proceedings Optoelectronics*, vol. 143, pp. 161–166, June 1996.
- [16] L. Tancevski, I. Andonovic, M. Tur, and J. Budin, "Massive optical LANs using wavelength hopping/time spreading with increased security," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 8, pp. 935–937, July 1996.
- [17] N. Wada, H. Sotobayashi, and K. Kitayama, "2.5 Gbit/s time-spread/wavelength-hop optical code division multiplexing using fibre Bragg grating with supercontinuum light source," *Electronics Letters*, vol. 36, pp. 815–817, apr 2000.
- [18] J. Faucher, S. Ayotte, Z. El-Sahn, M. Mukadam, L. Rusch, and D. Plant, "A Standalone Receiver With Multiple Access Interference Rejection, Clock and Data Recovery, and FEC for 2-D  $\lambda$ -T OCDMA," *Photonics Technology Letters, IEEE*, vol. 18, pp. 2123–2125, October 2006.
- [19] S. Kim, K. Yu, and N. Park, "A new family of space/wavelength/time spread three-dimensional optical code for OCDMA networks," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 18, pp. 502–511, apr 2000.



- [20] Y. Frignac, G. Charlet, W. Idler, R. Dischler, P. Tran, S. Lanne, S. Borne, C. Martinelli, G. Veith, A. Jourdan, J.-P. Hamaide, and S. Bigo, "Transmission of 256 wavelength-division and polarization-division-multiplexed channels at 42.7gb/s (10.2tb/s capacity) over 3x100km of teralight fiber," in *Optical Fiber Communications Conference*, p. FC5, Optical Society of America, 2002.
- [21] J. McGeehan, S. Nezam, P. Saghari, A. Willner, R. Omrani, and P. Kumar, "Experimental demonstration of OCDMA transmission using a three-dimensional (time-wavelength-polarization) codeset," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 23, pp. 3282–3289, October 2005.
- [22] J. Komo and J. Park, W.J., "Maximal-length pseudorandom number generator," in *System Theory, 1989. Proceedings., Twenty-First Southeastern Symposium on*, pp. 89–92, 1989.
- [23] X.-H. Chen, T. Lang, and J. Oksman, "Searching for quasi-optimal subfamilies of m-sequences for CDMA systems," in *Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 1996. PIMRC'96., Seventh IEEE International Symposium on*, vol. 1, pp. 113–117 vol.1, 1996.
- [24] G. R., "Optimal binary sequences for spread spectrum multiplexing (Corresp.)," *Information Theory, IEEE Transactions on*, vol. 13, pp. 619 –621, October 1967.
- [25] Y. Yang and X. Lin, *Coding Cryptography, Second Edition*. Ren Min You Dian Press, 1992.
- [26] J.-G. Zhang, "Address codes for use in all-optical CDMA systems," *Electronics Letters*, vol. 32, pp. 1154 –1156, June 1996.
- [27] J.-G. Zhang, "Application of strict optical orthogonal codes to asynchronous all-optical CDMA networks," in *International Conference on Communication Technology Proceedings, 1998. ICCT '98.*, vol. vol.2, pp. 5 pp. vol.2–, 1998.
- [28] F. Chung, J. Salehi, and V. Wei, "Optical orthogonal codes: design, analysis and applications," *Information Theory, IEEE Transactions on*, vol. 35, pp. 595 – 604, May 1989.
- [29] A. Holmes and R. R. A. Syms, "All-optical CDMA using 'quasi-prime' codes," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 10, no. 2, pp. 279–286, 1992.
- [30] S. Maric, Z. Kostic, and E. L. Titlebaum, "A new family of optical code sequences for use in spread-spectrum fiber-optic local area networks," *Communications, IEEE Transactions on*, vol. 41, no. 8, pp. 1217–1221, 1993.
- [31] G.-C. Yang and W. C. Kwong, "Performance analysis of optical CDMA with prime codes," *Electronics Letters*, vol. 31, no. 7, pp. 569–570, 1995.

- [32] J.-G. Zhang, W. Kwong, and A. Sharma, "All-optical  $2n$  extended prime codes for optical fiber code-division multiple-access applications," in *IEEE International Conference on Communications, 1998. ICC 98. Conference Record.*, vol. 2, pp. 926–930 vol.2, 1998.
- [33] J.-G. Zhang and W. Kwong, "Design of optical code-division multiple-access networks with modified prime codes," in *Information Theory. 1997. Proceedings., 1997 IEEE International Symposium on*, pp. 480–, 1997.
- [34] S. Maric, "New family of algebraically designed optical orthogonal codes for use in CDMA fibre-optic networks," *Electronics Letters*, vol. 29, no. 6, pp. 538–539, 1993.
- [35] R. M. Wilson, "Cyclotomy and difference families in elementary abelian groups," *Journal of Number Theory*, vol. 4, no. 1, pp. 17 – 47, 1972.
- [36] G.-C. Yang, "Some new families of optical orthogonal codes for code-division multiple-access fibre-optic networks," *Proceedings of Communications, IEE*, vol. 142, pp. 363–368, December 1995.
- [37] P. Prucnal, *Optical Code Division Multiple Access: Fundamentals and Applications*. Optical Science and Engineering, Taylor & Francis, 2005.
- [38] H. Chung and P. Kumar, "Optical orthogonal codes-new bounds and an optimal construction," *Transactions on Information Theory, IEEE*, vol. 36, pp. 866–873, July 1990.
- [39] X. Wang and K. Kitayama, "Analysis of beat noise in coherent and incoherent time-spreading OCDMA," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 22, pp. 2226–2235, October 2004.
- [40] X. Wang, N. Wada, and K. Kitayama, "Performance degradation in coherent OCDMA due to receivers' bandwidth limit and improvement by using optical thresholding," in *Procedings 18th Annual Meeting of Lasers and Electro-Optics Society, 2005. LEOS 2005.*, pp. 638–639, 22-28 October 2005.
- [41] H. Sotobayashi, W. Chujo, and K. Kitayama, "Highly spectral efficient optical code-division multiplexing transmission system," *Journal of Selected Topics in Quantum Electronics, IEEE*, vol. 10, pp. 250–258, March-April 2004.
- [42] W. Xu, K. Kitayama, and K. Mutsushima, "Beat Noise Limitation in Coherent Time-Spreading OCDMA Network," *Procedings 8th Optoelectronics Communication Conf. OECC 2003*, no. Paper 16E2-4, pp. 727–728, 2003.
- [43] W. Ma, C. Zuo, H. Pu, and J. Lin, "Performance analysis on phase-encoded OCDMA communication system," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 20, pp. 798–803, May 2002.

- [44] C. Chua, F. Abbou, H. Chuah, and S. Majumder, "Performance analysis on phase-encoded OCDMA communication system in dispersive fiber medium," *Photonics Technology Letters, IEEE*, vol. 16, pp. 668–670, February 2004.
- [45] J. P. Green, "Paving the last mile with glass," *Spectrum, IEEE*, vol. 39, pp. 13 – 14, December 2002.
- [46] K. Kitayama, X. Wang, and N. Wada, "OCDMA over WDM PON-solution path to gigabit-symmetric FTTH," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 24, pp. 1654–1662, April 2006.
- [47] M. Kitayama, K.-I.; Murata, "Versatile optical code-based MPLS for circuit, burst, and packet switchings," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 21, pp. 2753 – 2764, November 2003.
- [48] G. Cincotti, N. Wada, and K. Kitayama, "Design of waveguide grating routers for simultaneous multiple optical code generation in photonic MPLS networks," in *Optical Fiber Communication Conference, 2005. Technical Digest. OFC/NFOEC*, vol. 4, p. 3pp.Vol.4, 6-11 March 2005.
- [49] N. Calabretta, G. Contestabile, Y. Liu, M. Hill, E. Tangdiongga, M. Presi, E. Ciaramella, and H. Dorren, "All-optical techniques enabling packet switching," in *ICTON Mediterranean Winter Conference, 2007. ICTON-MW 2007*, pp. 1–4, 2007.
- [50] F. Solano, R. Van Caenegem, D. Colle, J. Marzo, M. Pickavet, R. Fabregat, and P. Demeester, "All-Optical Label Stacking: Easing the Trade-offs Between Routing and Architecture Cost in All-Optical Packet Switching," in *INFOCOM 2008. The 27th Conference on Computer Communications. IEEE*, pp. –, 2008.
- [51] F. Donado and J. Moulrierac, "Routing in All-Optical Label Switched-based networks with small label spaces," in *International Conference on Optical Network Design and Modeling, 2009. ONDM 2009*, pp. 1–6, 2009.
- [52] G. Cincotti, "Full optical encoders/decoders for photonic IP routers," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 22, pp. 337– 342, February 2004.
- [53] K. Kitayama, X. Wang, and H. Sotobayashi, "State of the Art of OCDMA, OCDM, and OC-label Switchings," *The 30th European Conference on Optical Communication (ECOC 2004)*, pp. 266–269, September 2004.
- [54] X. Wang and N. Wada, "Demonstration of OCDMA traffic over optical packet switching with PLC and SSFBG en/decoders for time domain OC processing," in *Optical Communication, 2005. ECOC 2005. 31st European Conference on*, vol. 3, pp. 357–358vol.3, 25-29 September 2005.
- [55] K. Takiguchi, T. Shibata, and H. Takahashi, "Time-spreading/wavelength-hopping OCDMA experiment using PLC encoder/decoder with large spread factor," in *Electronics Letters*, vol. 42, pp. 301–302, 2 March 2006.

- [56] R. Banos, D. Pastor, and D. Domenech, "Code-Tunable Direct Sequence Coherent OCDMA device based on Silicon on Insulator," in *15th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON), 2013*, pp. 1–4, 2013.
- [57] K. Matsushima, X. Wang, S. Kutsuzawa, A. Nishiki, S. Oshiba, N. Wada, and K. Kitayama, "Experimental demonstration of performance improvement of 127-chip SSFBG en/decoder using apodization technique," *Photonics Technology Letters, IEEE*, vol. 16, pp. 2192–2194, September 2004.
- [58] X. Wang, N. Wada, T. Miyazaki, and K. Kitayama, "Coherent OCDMA system using DPSK data format with balanced detection," *Photonics Technology Letters, IEEE*, vol. 18, pp. 826–828, April 1, 2006.
- [59] X. Wang, N. Wada, G. Cincotti, T. Miyazaki, and K. Kitayama, "Demonstration of 12-user, 10.71 Gbps truly asynchronous OCDMA using FEC and a pair of multi-port optical-encoder/decoders," in *31st European Conference on Optical Communication, 2005. ECOC 2005.*, vol. 6, pp. 53–54vol.6, 25-29 September 2005.
- [60] K. O. Hill, B. malo, F. Bilodeau, and J. Albert, "Bragg gratings fabricated in monomode photosensitive optical fibre by UV exposure trough a phase mask," *App. Phys. lett.*, vol. 62, no. 25, pp. 1035–1037, 1993.
- [61] K. Hill and G. Meltz, "Fiber Bragg grating technology fundamentals and overview," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 15, pp. 1263–1276, August 1997.
- [62] T. Erdogan, "Fiber Grating Spectra," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 15, pp. 1277–1294, August 1997.
- [63] D. Pastor Abellán, *Redes de difracción sobre fibra óptica para procesado de señales fotónicas*. PhD thesis, Universidad Politécnica de Valencia, 1996.
- [64] R. García Olcina, *Sistema de fabricación de altas prestaciones de redes de difracción de bragg en fibra y aplicaciones al campo de los sensores ópticos y a los sistemas de comunicaciones ópticas*. PhD thesis, Universidad Politécnica de Valencia, 2008.
- [65] P. C. Teh, P. Petropoulos, M. Ibsen, and D. Richardson, "A comparative study of the performance of seven- and 63-chip optical code-division multiple-access encoders and decoders based on superstructured fiber Bragg gratings," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 19, pp. 1352–1365, September 2001.
- [66] P. Teh, M. Ibsen, J. Lee, P. Petropoulos, and D. Richardson, "Demonstration of a four-channel WDM/OCDMA system using 255-chip 320-Gchip/s quaternary phase coding gratings," *Photonics Technology Letters, IEEE*, vol. 14, pp. 227–229, February 2002.

- [67] T. Hamanaka, X. Wang, N. Wada, A. Nishiki, and K. Kitayama, "Ten-user truly asynchronous gigabit OCDMA transmission experiment with a 511-chip SSFBG en/decoder," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 24, pp. 95–102, January 2006.
- [68] W. Amaya, D. Pastor, R. Banos, and V. Garcia-Munoz, "WDM-Coherent OCDMA over one single device based on short chip Super structured fiber Bragg gratings," *Opt. Express*, vol. 19, pp. 24627–24637, November 2011.
- [69] W. A. Amaya Ocampo, *Sistemas ópticos con multiplexación por división en código (OCDMA) empleando redes de difracción de Bragg sobre fibra óptica*. PhD thesis, Universidad Politécnica de Valencia, 2008.
- [70] H. Sotobayashi, W. Chujo, and K. Kitayama, "1.6-b/s/Hz 6.4-Tb/s QPSK-OCDM/WDM (4 OCDM x 40 WDM x 40 Gb/s) transmission experiment using optical hard thresholding," *Photonics Technology Letters, IEEE*, vol. 14, pp. 555–557, April 2002.
- [71] I. Glesk, V. Baby, C.-S. Bres, Y.-K. Huang, and P. Prucnal, "Performance enhancement of optical CDMA systems using ultrafast all-optical sampling," in *Avionics Fiber-Optics and Photonics, 2005. IEEE Conference*, pp. 58–59, 20-22 September 2005.
- [72] J. H. Lee, P. C. Teh, P. Petropoulos, M. Ibsen, and D. Richardson, "Reduction of interchannel interference noise in a two-channel grating-based OCDMA system using a nonlinear optical loop mirror," *Photonics Technology Letters, IEEE*, vol. 13, pp. 529–531, May 2001.
- [73] R. Scott, W. Cong, K. Li, V. Hernandez, B. Kolner, J. Heritage, and S. Yoo, "Demonstration of an error-free 4 x 10 Gb/s multiuser SPECTS O-CDMA network testbed," *Photonics Technology Letters, IEEE*, vol. 16, pp. 2186–2188, September 2004.
- [74] K. J. Dexter, D. A. Reid, and L. P. Barry, "Reduction of MAI and Beat Noise in OCDMA Systems Using an SA-SOA-TPA-Based Receiver," *Photonics Technology Letters, IEEE*, vol. 21, no. 22, pp. 1662–1664, 2009.
- [75] Z. Jiang, D. Seo, S.-D. Yang, D. Leaird, A. Weiner, R. Roussev, C. Langrock, and M. Fejer, "Four user, 2.5 Gb/s, spectrally coded O-CDMA system demonstration using low power nonlinear processing," in *Optical Fiber Communication Conference, 2004. OFC 2004*, vol. 2, p. 3pp.vol.2, 23-27 February 2004.
- [76] X. Wang, N. Wada, T. Hamanaka, J. Kitayama, and A. Nishiki, "10-user, truly-asynchronous OCDMA experiment with 511-chip SSFBG en/decoder and SC-based optical threshold," in *Optical Fiber Communication Conference, 2005. Technical Digest. OFC/NFOEC*, vol. 6, p. 3pp.Vol.5, 6-11 March 2005.

- [77] W. Amaya, D. Pastor, and J. Capmany, "Modeling of a Time-Spreading OCDMA System Including Nonperfect Time Gating, Optical Thresholding, and Fully Asynchronous Signal/Interference Overlapping," *Photonics Technology Letters, IEEE*, vol. 26, pp. 768–776, April 1, 2008.
- [78] D. Pastor, W. Amaya, and R. Garcia-Olcina, "Auto-Time Gating technique for all Optical Coherent Direct Sequence encoding and decoding," in *IEEE Photonics Society, 2010 23rd Annual Meeting of the*, pp. 694–695, 2010.
- [79] X. Wang and Nukui-Kitamachi, "Keys towards practical OCDMA networks," *PHOTONICS 2004 - International Conference on Optoelectronics, Fiber Optics and Photonics*, p. Paper invited, December 2004.
- [80] J. Ji and Q. Wu, "Normalized throughput of coherent time-spreading OCDMA under chip-asynchronous assumption," in *Proc. Asia Communications and Photonics Conf. and Exhibition (ACP)*, vol. 2009, pp. 1–6, 2009.
- [81] Z. Jiang, D. Seo, S.-D. Yang, D. Leaird, R. Roussev, C. Langrock, M. Fejer, and A. Weiner, "Four-user, 2.5-Gb/s, spectrally coded OCDMA system demonstration using low-power nonlinear processing," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 23, pp. 143–158, January 2005.
- [82] P. Teh, M. Ibsen, L. Fu, J. Lee, Z. Yusoff, and D. Richardson, "A 16-channel OCDMA system (4 OCDM x 4 WDM) based on 16-chip, 20 Gchip/s superstructure fibre Bragg gratings and DFB fibre laser transmitters," in *Optical Fiber Communication Conference and Exhibit, 2002. OFC 2002*, pp. 600–601, 17–22 Mar 2002.
- [83] R. Scott, W. Cong, V. Hernandez, K. Li, B. Kolner, J. Heritage, and S. Yoo, "An eight-user time-slotted SPECTS O-CDMA testbed: demonstration and simulations," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 23, pp. 3232–3240, October 2005.
- [84] Z. Jiang, D. Seo, S. Yang, D. Leaird, R. Roussev, C. Langrock, M. Fejer, and A. Weiner, "Four-user 10-Gbps spectrally phase-coded O-CDMA system operating at 30 fJ/bit," *Photonics Technology Letters, IEEE*, vol. 17, pp. 705–707, March 2005.
- [85] E. H. Dinan and B. Jabbari, "Spreading codes for direct sequence CDMA and wideband CDMA cellular networks," *IEEE Communications Magazine*, vol. 36, pp. 48–54, September 1998.

---

## Capítulo 3

# Codificadores Ópticos Coherentes de envolvente ancha. Sistemas OCDMA/WDM.

### 3.1 Introducción

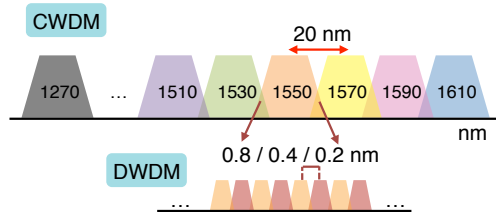
Las técnicas de acceso más extendidas en las *FTTH* (*Fiber To The Home*) están basadas generalmente en acceso definido por longitud de onda, denominado *WDMA*, (*Wavelength Division Multiple Access*) y acceso definido a través de *slots* temporales, denominada *TDMA*, (*Time Division Multiple Access*); como ya se introdujo en el Capítulo 1.

Ambas tecnologías poseen ventajas y limitaciones [1] e incluso han dado lugar a propuestas híbridas [2]. Sin embargo, en los últimos años, múltiples autores han trabajado en la combinación de éstas tecnologías junto con el acceso en código puesto que se logra dotar a las redes de una capacidad superior en cuanto al número de usuarios, mayor flexibilidad, confidencialidad/seguridad, implementación asíncrona, posibilidad de implantar tráfico multinivel, junto con el resto de propiedades inherentes a *OCDMA* [3, 4]. Una de las posibles implementaciones se basa en la codificación mediante secuencia directa *CDS-OCDMA* en combinación con señales de *WDM* o siendo transmitida en bandas de *WDMA*, propuestas en [5, 6].

En este capítulo se propone la implementación híbrida de la tecnología basada en multiplexación en longitud de onda junto con técnicas de acceso en código *WDM/OCDMA*.

Los sistemas que están basados en multiplexación en longitud de onda pueden clasificarse dependiendo de su canalización, *i.e.* la separación de los canales. En

general, hablaremos de canalización gruesa o *Coarse WDM* y canalización densa o *Dense WDM*. Los sistemas con multiplexación densa *DWDM* permiten una división espectral hasta de 18 canales de 20 nm ocupando todo el ancho de banda disponible  $\sim 340$  nm) (Figura 3.1).

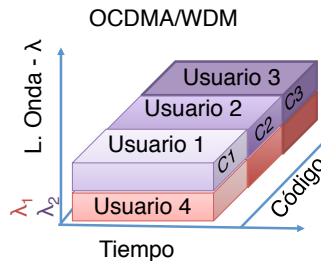


**Figura 3.1:** Canalizaciones para la multiplexación en longitud de onda.

En la multiplexación en longitud de onda en su formato denso *DWDM* se puede o bien transmitir 40 canales con un espaciado de 0.8 nm ( $\sim 100$  GHz), dividir el espectro en 80 canales con espaciado de 0.4 nm o 50 GHz; o en última instancia, la *Ultra Dense WDM* donde se pueden alcanzar hasta 160 canales, con un ancho de banda de 0.2 nm o 25 GHz, según lo estipulado en el estándar ITU-T G.692. (Esquema inferior Figura 3.1).

Combinando la multiplexación en longitud de onda con técnicas de acceso en código, se obtiene una técnica de acceso híbrida que permite definir a los usuarios en dos niveles: longitud de onda y código.

En primer lugar los canales vienen definidos por la longitud de onda central, pudiendo asignarse tantos canales como permita la canalización seleccionada (*CWDM* o *DWDM*). Dentro de cada una de estas bandas espectrales, definidas por su longitud central ( $\lambda_1 \dots \lambda_n$ ) idealmente se pueden alojar tantos usuarios como palabras código conformen la familia de códigos implementada. Además, debido a la independencia entre longitudes de onda, las palabras códigos son reutilizadas en los múltiples canales (Figura 3.2).



**Figura 3.2:** Esquemático del funcionamiento de *OCDMA/WDM*. Los usuarios se definen mediante longitud de onda y código de manera unívoca.

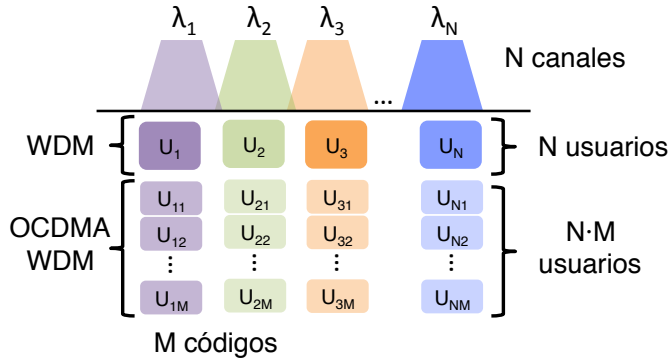
La desventaja principal de las técnicas de *WDM* es la limitación en cuanto al número de canales en función de la canalización.

Sin embargo, su implementación conjunta con técnicas de acceso en código permite



un aumento del número de usuarios a los que se puede dar servicio, considerándose como una solución efectiva en [7, 8].

En la Figura 3.3, puede verse un esquemático del funcionamiento de *WDM* y *WDM/OCDMA*. Espectralmente tendremos  $N$  canales, dependiendo de la canalización elegida, por lo que en redes *WDM* éste sería el número final de usuarios  $N$ . Aunando *OCDMA* y *WDM*, en cada uno de los canales definidos tendríamos además,  $M$  usuarios, y el sistema final daría cabida a  $M \cdot N$  usuarios definidos tanto por la palabra código, como por su longitud de onda central.



**Figura 3.3:** Esquema de la canalización espectral y número de usuarios para la implementación de *OCDMA* y de *OCDMA/WDM*.

Las redes ópticas basadas en *WDM/OCDMA* han sido propuestas en los últimos años por múltiples autores [1, 3, 5, 9–11]. En la literatura, existen diferentes propuestas de implementación, generalmente basadas en la utilización de una pareja de dispositivos codificador/decodificador por cada código y usuario. Esta implementación da lugar a sistemas de mayor complejidad, tanto debido al elevado número de dispositivos a implementar como por la monitorización necesaria para su correcto funcionamiento.

La necesidad de un dispositivo diferente por longitud de onda se debe al limitado ancho de banda que presentan los dispositivos basados en *SSFBGs*. Sin embargo, existen propuestas como la presentada en [11], donde se utiliza un único dispositivo para codificar múltiples bandas. La limitación principal de esta propuesta se debe al uso de un ancho de banda de usuarios menor al *FPR*, desencadenando la pérdida de capacidad en el sistema, tal y como se detalló en el Capítulo 2.

Otro aspecto limitante cuando el número de dispositivos comienza a ser elevado, es la estabilización térmica de los mismos. Las redes de difracción superestructuradas son altamente sensibles a la temperatura, modificando su longitud de onda central ( $\lambda_{Bragg}$ ), por lo que para asegurar su adecuado funcionamiento cada dispositivo ha de ser estabilizado térmicamente de forma independiente.

La longitud de onda de *Bragg*, viene definida por el periodo del *grating* :  $\Lambda_g$  y el índice de refracción efectivo  $n_{eff}$ . Por tanto, la variación de la longitud de onda de *Bragg* de los dispositivos basados *SSFBGs* se relaciona directamente con la

variación del índice efectivo con la temperatura (3.1) y (3.2).

$$\lambda_{Bragg} = 2 \cdot \Lambda_g \cdot n_{eff}(T) \quad (3.1)$$

$$n_{eff}(T) = n_{eff} + \frac{\delta n_{eff}}{\delta T}(\Delta T) \quad (3.2)$$

Típicamente, esta variación oscila entorno a  $1.1 \cdot 10^{-5} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$  [12, 13], lo que repercute en una variación en longitud de onda de  $\sim 11 \frac{\text{pm}}{^\circ\text{C}}$ . Debido a esta dependencia con la temperatura, hay que definir ciertos límites en la variación de la temperatura o longitud de onda admisible entre codificador y decodificador, en función de la longitud de los *chips* y la longitud del código implementado [14]. En (3.3) se presenta la desintonía permitida entre codificador/decodificador, para una penalización máxima de 1 dB [14].

$$\frac{\Delta \lambda_B}{\lambda} \leq 1.62 \cdot \frac{\lambda_B}{2\pi n_{eff}} \cdot \frac{1}{N \cdot l_{ch}} \quad (3.3)$$

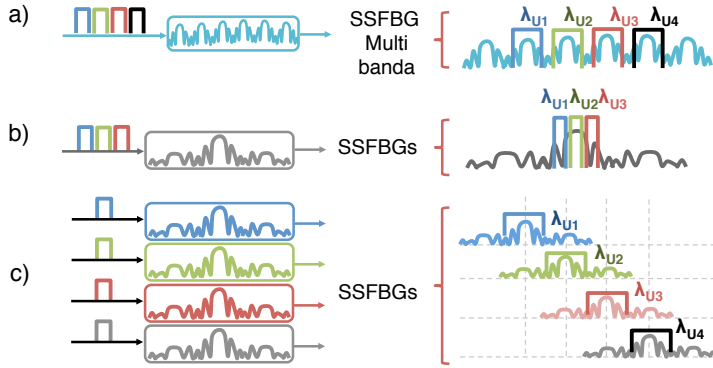
Estas características, incrementan el coste de implantación de la red, así como su complejidad, limitando las posibilidades de implantación de esta prometedora técnica de acceso.

En este capítulo se presenta una propuesta para solventar parcialmente la limitación en cuanto al ancho de banda. Para ello se presentan dispositivos Multi-banda capaces de aumentar el ancho de banda efectivo de los dispositivos utilizados reducir la complejidad del sistema y facilitar una mayor reconfigurabilidad de la red. El número de dispositivos codificadores/decodificadores y sus respectivos controles de temperatura se reduciría y se proveería al sistema de un acceso en código simultáneo a diferentes canales haciendo uso de un único dispositivo.

En la Figura 3.4 puede verse un esquema que ayudará a una mejor comprensión. En la Figura 3.4a puede verse el modelo de codificación utilizando un dispositivo codificador Multi-banda basado en *SSFBGs*, mientras que en Figura 3.4b, se presenta un sistema en el que se utiliza un dispositivo para varios usuarios, tal y como se ha propuesto en [11]. Esta implementación implica una pérdida de capacidad del sistema, ya que los usuarios no aprovechan al máximo el ancho de banda del dispositivo ( $\frac{1}{3}$  del espectro), reduciendo la capacidad del sistema. Finalmente, en Figura 3.4c, se representa un sistema en el que existen tantos dispositivos como usuarios/longitudes de onda, consecuentemente de mayor complejidad que las otras implementaciones.

En el Capítulo 2 se generalizó el proceso de diseño de redes de difracción superestructuradas, desarrollándose las ecuaciones que lo modelan. Además, se evaluaron las implicaciones del proceso de fabricación sobre el resultado final de los dispositivos bajo estudio.

En base a lo expuesto hasta el momento, los dispositivos codificadores y decodificadores objetivo para ser implementados en sistemas *WDM/OCDMA*, deberían poseer un gran ancho de banda, siendo posible utilizar un único dispositivo para dar cabida al máximo número de canales del sistema; reduciéndose los costes de



**Figura 3.4:** Multiplexación en función del tipo de dispositivo de/codificador utilizando: a) Varios canales mediante una SSFBG Multi-banda, b) Varios canales en un único FSR utilizando una SSFBG estándar, c) SSFBGs estándar por canal.

implementación y la complejidad en el mantenimiento e instalación.

En los siguientes apartados se estudian los límites del proceso de fabricación y se proponen dispositivos que presentan un incremento sustancial en el ancho de banda, pudiendo ser utilizados por múltiples usuarios.

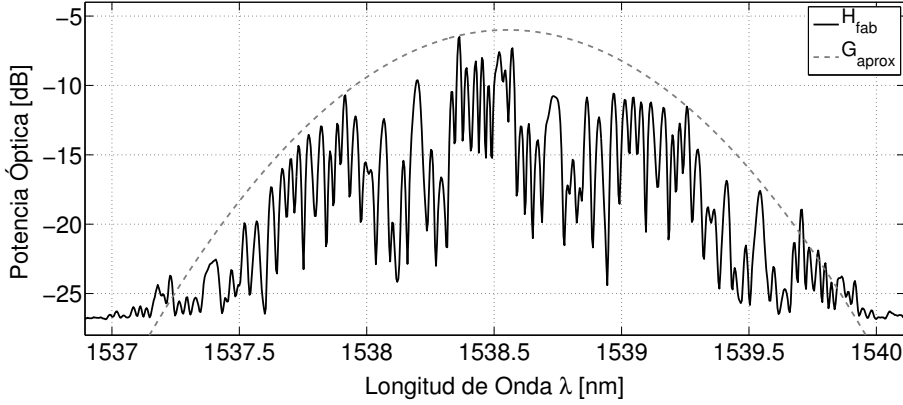
## 3.2 Dispositivos codificadores Multi-banda propuestos.

### 3.2.1 Propuesta de fabricación

Siendo tan crítico el proceso de fabricación como se desarrolló en el Capítulo 2, se ha procedido a un estudio y modelado del mismo, para caracterizar el sistema y perfeccionar el proceso de diseño de las redes incluyendo los factores que intervienen en el mismo.

Del estudio y modelado matemático, se extrajeron ciertas conclusiones acerca de la influencia del proceso de fabricación sobre el dispositivo final. En concreto, se observó la dependencia directa del ancho de haz UV de fabricación con el ancho de banda del dispositivo finalmente fabricado, de lo que se infiere la necesidad de caracterizar el ancho del haz UV, a fin de definir completamente cada uno de los elementos que influyen en el resultado de los dispositivos fabricados.

Un modelado aproximado del ancho del haz UV del sistema de fabricación puede obtenerse a través de medidas indirectas mediante la medida de la envolvente global de un dispositivo fabricado. Retomando una de las redes fabricadas en el grupo con anterioridad [14], mediante su caracterización espectral (Figura 3.5 izq) podemos obtener el ancho de banda de la red a  $-3$  dB del máximo (*Full Width Half Maximum, FWHM*) o  $\frac{1}{e}$  del máximo. En nuestro caso se ha obtenido un ancho espectral de  $\sim 1$  nm (125 GHz) y de 1.17 nm respectivamente.



**Figura 3.5:** Medida en reflexión de una red *SSFBG* para *OCDMA* implementando un código bipolar, junto con la envolvente euivalente aproximada del láser UV.

El ancho del haz ultravioleta del láser de fabricación se relaciona con una envolvente *Gaussiana* que posee un ancho total temporal de la forma (3.4).

$$\sigma_{chip,t} = \frac{2n}{c} \cdot \sigma_{UV} \quad (3.4)$$

Siendo  $n$  el índice de refracción efectivo del núcleo de la fibra y  $c$  la velocidad de la luz en el vacío. La envolvente espectral de la *Gaussiana* tendrá su mitad de ancho a  $\frac{1}{e}$  del máximo definido como (3.5).

$$\sigma_{chip,\omega} = \frac{c}{2n\sigma_{UV}} \quad (3.5)$$

Resolviendo las ecuaciones con los datos obtenidos de la medida del ancho de banda, obtenemos un valor del ancho del haz ultravioleta  $\frac{1}{\sigma_{chip,t}}$  efectivo a mitad de máximo de unos  $370 \mu m$ . Este valor es equivalente a un pulso *gaussiano* con un ancho temporal total *FWHM* de 3.6 ps.

De (3.6) se desprende que a menor ancho del haz ultravioleta utilizado, obtendremos un valor mayor de  $\sigma_{chip,\omega}$  equivalente a un ancho de banda mayor de los dispositivos fabricados.

El esquema general del sistema de fabricación utilizado puede verse en la Figura 3.6. Para la disminución del haz ultravioleta se propone la utilización de dos lentes convergentes situadas entre la salida del láser y la máscara de fase, que permiten focalizar el haz UV del láser tanto en su componente vertical como horizontal (Figura 3.7), reduciendo así el ancho efectivo del haz que ataca a la fibra en el proceso de grabado disminuyendo la longitud del *chip*.

$$\sigma_{chip,\omega} = \frac{c}{2 \cdot n\sigma_{UVB}} \quad (3.6)$$

En la Figura 3.8 puede verse el esquema del sistema inicial utilizado sin focali-

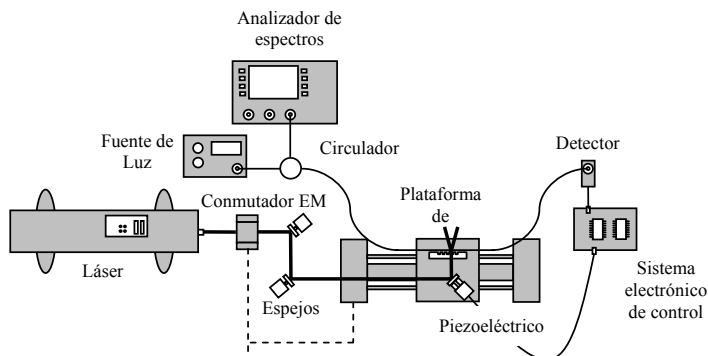


Figura 3.6: Esquema general del sistema de fabricación [15].

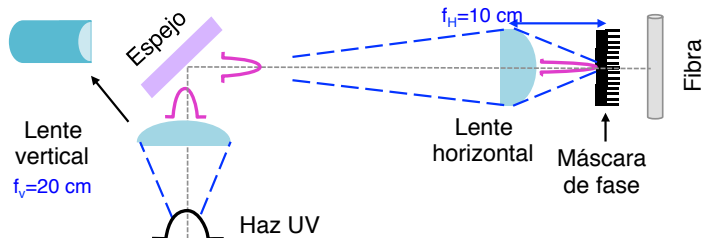
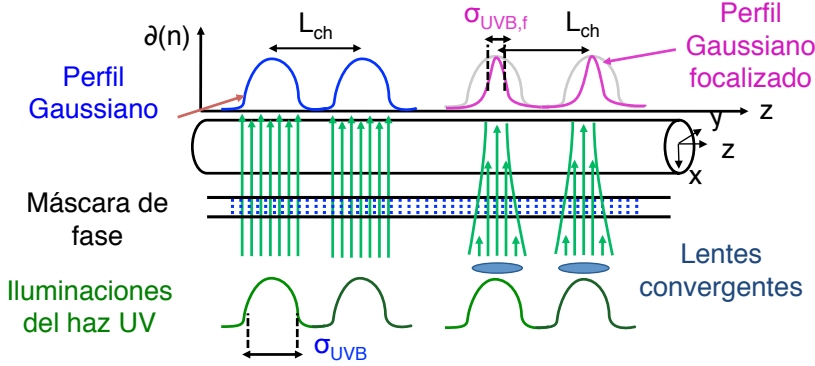


Figura 3.7: Esquemático del proceso de focalización del haz del láser UV de fabricación, mediante el uso de dos lentes cilíndricas convergentes.

zación del haz UV y el propuesto para disminuir el ancho del haz UV mediante la utilización de lentes convergentes para su focalización [16]. No sólo las restricciones planteadas en el Capítulo 2 en cuanto a distancia entre máscara y fibra se siguen manteniendo, sino que además, ahora hay que introducir el parámetro de distancia entre lente y máscara óptima. Cada lente posee una distancia de trabajo (distancia focal) alrededor de la cual se produce a máxima focalización del haz de entrada. Las lentes empleadas, son lentes cilíndricas, que poseen una distancia focal alrededor de  $\sim 20 \text{ cm}$  para la focalización vertical y de  $10 \text{ cm}$  para la lente que se ocupa de la focalización horizontal.

El fin último de este proceso de focalización del haz es obtener una envolvente lo más ancha posible, *i.e.* una longitud de *chip* lo más reducida posible, para que presente un ancho de banda *FWHM* lo suficientemente grande para albergar a múltiples usuarios en un único dispositivo, sin inducir pérdidas en la capacidad final del sistema [16].



**Figura 3.8:** Esquema simplificado del proceso de fabricación de las redes de difracción Multi-banda mediante el uso de lentes convergentes para la focalización del haz UV.

### 3.3 Resultados obtenidos.

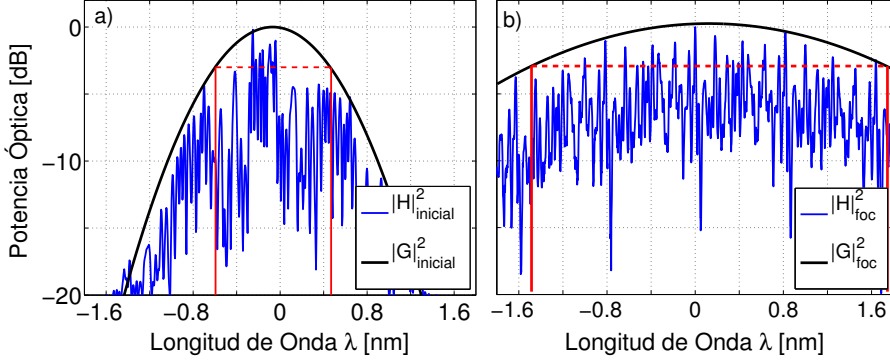
Mediante el uso de las lentes convergentes para focalizar el haz UV se ha obtenido una disminución significativa del ancho efectivo del haz ultravioleta. La reducción aproximada es de  $\sim 370 \mu\text{m}$  iniciales a un ancho aproximado de unas  $\sim 110 \mu\text{m}$ , o su equivalente expresado en tiempo: 3.6 ps *vs* 1.08 ps. Sin embargo, en pruebas posteriores, se ha conseguido ajustar el sistema hasta conseguir una haz focalizado alrededor de las  $40\text{-}70 \mu\text{m}$ .

En Figura 3.9 se muestra la característica espectral de dos redes de difracción fabricadas antes y después de la focalización del haz ( $370 \mu\text{m}$  vs  $110 \mu\text{m}$ ) junto con la simulación de la envolvente espectral *gaussiana* inicial sin focalizar y la obtenida mediante la focalización del haz. Los datos han sido normalizados en ambos ejes para mejor comparación. Pese a que las redes mostradas no implementan el mismo código, y por ello difiere la característica espectral, la cualidad a destacar de ambas redes se ve en la envolvente de las mismas ( $|G|^2$ ).

En la Figura 3.9 está señalado de forma aproximada el ancho de banda *FWHM* de cada una de las redes. En las fabricaciones iniciales (Figura 3.9a) tenemos un ancho de  $\sim 1 \text{ nm}$  (125 GHz), mientras que las redes fabricadas utilizando la focalización del haz tenemos 3.37 nm ( $\sim 420 \text{ GHz}$ ), lo que supone una incremento superior al triple del ancho de banda inicial [16].

En la Figura 3.9b, se observa claramente el patrón de repetición espectral de la red de 0.8 nm. La tasa de repetición del patrón espectral (*FPR*) viene definido por la inversa del tiempo entre *chips* ( $\frac{1}{t_{ch}}$ ), que a su vez define el ancho espectral mínimo necesario para la codificación sin pérdida de capacidad.

Para las redes que se muestran en la Figura 3.9, la red mostrada en a) ha sido fabricada empleando una longitud de *chip* de 0.6 mm. El *FPR* medido es de 1.34 nm a una longitud de onda de  $\sim 1538.5 \text{ nm}$ . Tomando un índice de refracción de 1.47, se obtiene un  $t_{ch}$  de 5.88 ps (3.7) lo que le confiere *FPR* de  $\sim 170 \text{ GHz}$ , que encaja con el *FPR* medido.



**Figura 3.9:** Medidas espectrales de dispositivos fabricados con distinta focalización junto con la envolvente del haz del láser UV aproximado en cada caso.

$$t_{ch} = \frac{2 \cdot l_{ch} \cdot n}{c} \quad (3.7)$$

La red que se muestra en la Figura 3.9b, ha sido fabricada empleando una longitud de *chip* de  $l_{ch}=1$  mm, obteniéndose un *FPR* experimental de 0.8 nm, lo que proporciona un tiempo entre *chips*  $t_{ch} \sim 9.8$  ps, suponiendo un índice de refracción efectivo de 1.47. Se ha elegido este valor de  $l_{ch}$  con el fin de obtener un *FPR* de  $\sim 100$  GHz que sea compatible con la canalización estipulada en el estándar de la ITU.

### 3.3.1 Dispositivos fabricados.

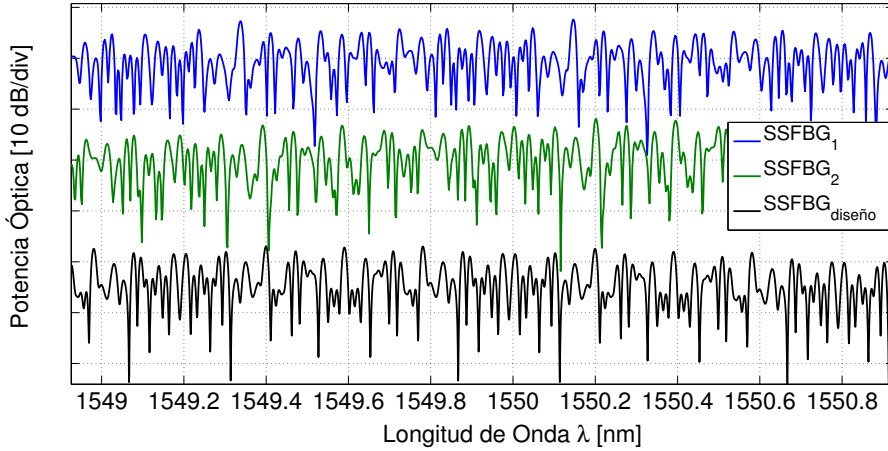
Con este procedimiento de focalización del haz UV a  $110 \mu\text{m}$ , se han fabricado diferentes redes *SSFBGs* que implementan los códigos de una familia de códigos *Gold* de 63 *chips*, con una separación entre *chips* de 1 mm, equivalente a un *FPR* de  $\sim 100$  GHz. El ancho temporal del *chip* está estimado en 1.08 ps, lo que se traduce en un  $BW_{FWHM}$  algo superior a 400 GHz, permitiendo el uso de hasta 4 bandas diferentes.

En la Figura 3.10 se muestran los resultados obtenidos de dos dispositivos fabricados (*SSFBG*<sub>1</sub> y *SSFBG*<sub>2</sub>) y el dispositivo diseñado teórico.

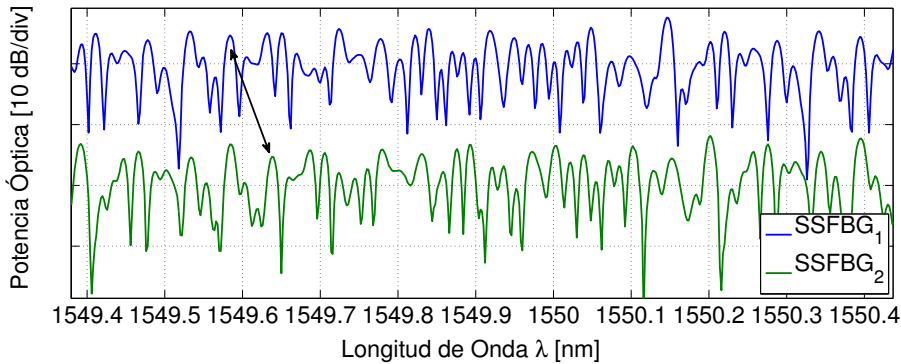
Se pueden apreciar pequeñas diferencias entre la forma de la respuesta frecuencial objetivo y las fabricadas. Estas variaciones se deben a imperfecciones y/o desvíos en el proceso de fabricación, como se desarrolló en <sup>1</sup> (tensado de la fibra, desalineamiento máscara-fibra, cambios en la temperatura/humedad, etc).

Como puede verse en la Figura 3.11, las dos redes fabricadas con la misma máscara (marcadas en azul y verde respectivamente) están desplazadas en longitud de onda una respecto a la otra.

<sup>1</sup>Capítulo 2, 2.2.1 página 21



**Figura 3.10:** Característica espectral simulada ideal (negro) junto con el resultado de dos dispositivos fabricados (azul y verde).

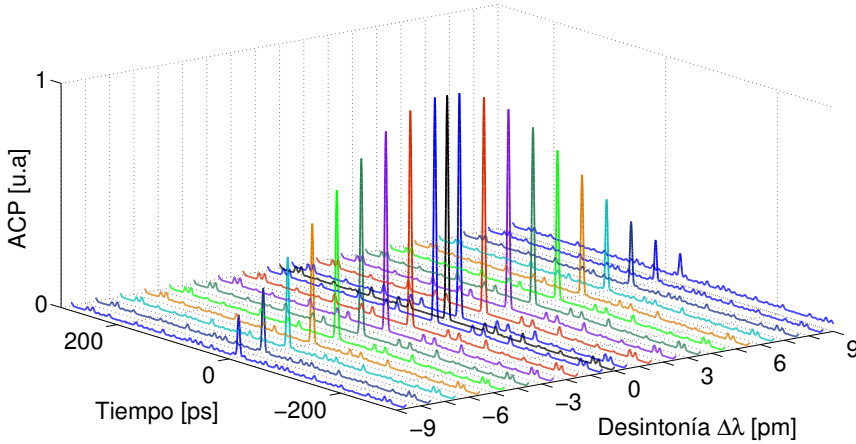


**Figura 3.11:** Detalle espectral de las redes fabricadas donde se aprecia la desviación en longitud de onda debido a la fabricación.

Estas pequeñas variaciones afectarán únicamente en la implementación física del sistema. En el proceso de codificación/decodificación, los dispositivos deben estar perfectamente acoplados espectralmente utilizándose para ello una corrección en la temperatura del dispositivo.

Aunque pueda parecer que la desviación entre longitudes de onda es baja ( $<80$  pm), para que el proceso de codificación no se vea alterado, ni su capacidad disminuida, hay que garantizar que la desintonía existente entre los espectros de los dispositivos utilizados como codificador y decodificador no supere un cierto umbral. En la Figura 3.12 se muestra el resultado de una simulación teórica de la señal de *ACP*, en función de la desintonía en longitud de onda entre los dispositivos para dispositivos con  $l_{ch} = 1\text{mm}$ . Fijándonos en la tendencia del *ACP*, con una desviación de 5 pm estaríamos perdiendo la mitad de la potencia de la señal de *ACP*, y con una desviación de 10 pm, habríamos perdido la capacidad de codificación y





**Figura 3.12:** Simulación teórica del efecto de la desintonía en longitud de onda en la señal de ACP.

decodificación.

Transfiriendo los resultados en pm a cambios de temperatura, y de los datos obtenidos antes en cuanto a desplazamiento en  $\lambda$  en función de la temperatura ( $\sim 11 \frac{\text{pm}}{^\circ\text{C}}$ ) [12, 13], se obtendría una variación de alrededor de  $0.7^\circ\text{C}$ . Las cajas de estabilización térmica utilizadas nos proporcionan una estabilidad de  $\pm 0.1^\circ\text{C}$ , y la posibilidad de ajuste en un rango de  $60^\circ\text{C}$ , equivalente a un desplazamiento de  $0.6 \text{ nm}$  hacia longitudes de onda mayores.

### 3.3.2 Sistema de verificación experimental de la codificación y decodificación Multi-banda.

La verificación de funcionamiento experimental que se propone de estos dispositivos, se ha llevado acabo mediante el montaje mostrado en la Figura 3.13.

En la validación de la capacidad de los dispositivos Multi-banda propuestos, se ha resuelto la codificación y decodificación de las señales procedentes de diferentes usuarios ubicados a diferentes longitudes de onda.

Como puede verse en el esquemático de la Figura 3.13, el sistema está formado por siete dispositivos, emulando la transmisión de información de 4 usuarios, unívocamente representados mediante la longitud de onda y el código implementado, para la codificación de su información (*WDM/OCDMA*).

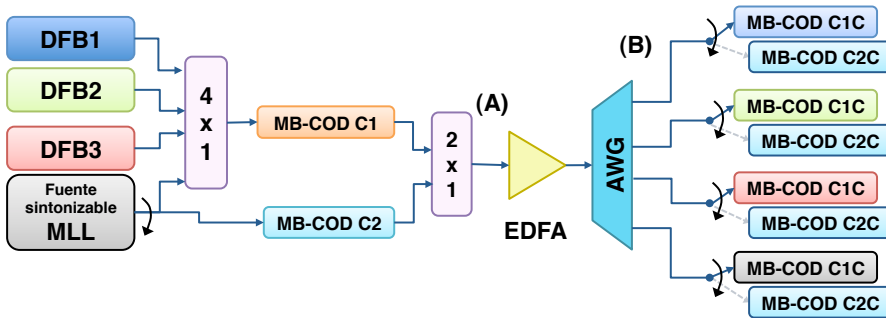
Estos siete dispositivos utilizados son las redes de difracción superestructuradas Multi-banda que han sido desarrolladas anteriormente.

El sistema se distribuye de la siguiente manera: en el extremo del transmisor se utilizan dos de las redes fabricadas como dispositivos codificadores. Cada uno de los dispositivos implementa una palabra código diferente. En este caso, se han utilizado las palabras código 1 y 2, pertenecientes a una familia de códigos Gold

de 63 *chips*. En el extremo del receptor se utilizan los cinco dispositivos restantes como decodificadores, de los cuales cuatro de ellos se utilizan como decodificadores de código 1, y el último de los dispositivos es el decodificador de código 2.

El planteamiento de este experimento se desarrolla como sigue: en el extremo del codificador todas los usuarios puedan codificar con el mismo dispositivo simultáneamente. Esto es debido al hecho de que estos dispositivos son espectralmente anchos y pueden albergar, con mínima pérdida de potencia, hasta cuatro canales de 100 GHz (canalización del estándar ITU).

El sistema experimental realizado en el laboratorio puede verse esquemáticamente mediante el diagrama de bloques de la Figura 3.13 siguiente:



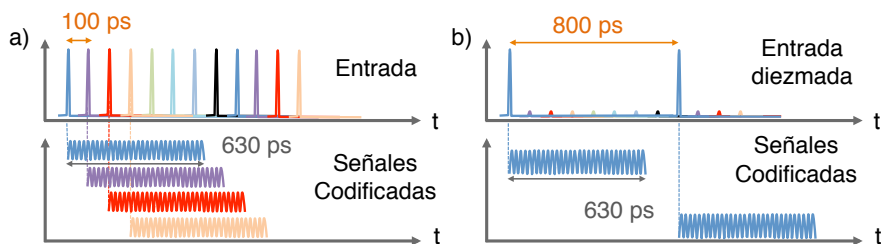
**Figura 3.13:** Diagrama de bloques del montaje experimental.

Como transmisores se han empleado cuatro fuentes láser, situadas espectralmente en bandas adyacentes separadas 0.8 nm (Canalización de la ITU 100 GHz). Tres de ellas son *DFB* (*Distributed Feedback Laser*) pulsados mediante modulación de corriente alrededor de su nivel umbral [17] a una frecuencia de 1.25 Gp/s.

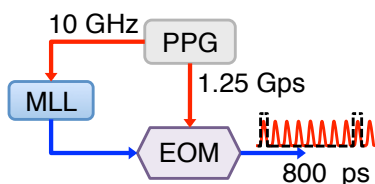
La elección de esta frecuencia (1.25 GHz) se debe al comportamiento temporal de los dispositivos fabricados. La señal codificada obtenida de cada uno de estos dispositivos propuestos tiene una duración temporal de  $N \cdot t_{ch}$  que supone una duración de alrededor de 630 ps. Por consiguiente, para evitar el solapamiento temporal (Figura 3.14) y poder discernir temporalmente las señales codificadas por cada uno de los pulsos, éstos deben tener una separación temporal mayor o igual al tiempo de la señal codificada. Con una tasa de pulsos de 1.25 Gp/s obtenemos una separación temporal de 800 ps.

La cuarta fuente es un láser de fibra pulsado (*Mode Locked Laser*) *MLL*. Este tipo de fuentes, permiten la obtención de un pulso temporal muy estrecho, de hasta 1 ps. El láser *MLL* del que se ha utilizado en este trabajo, permite una tasa de repetición de pulsos de 10 Gp/s o 5Gp/s, por lo que es necesario reducirla hasta 1.25 Gp/s. Para ello, se modula inicialmente a una tasa de 10 Gp/s y posteriormente se diezma utilizando un modulador externo (*EOM*, *Electro Optical Modulator*) y un generador de patrón de pulsos (*PPG*, *Pulse Pattern Generator*), tal como se muestra en la Figura 3.15. La señal de datos aplicada al modulador es una señal de 8 bits, con un único bit activo (1).

En la validación del funcionamiento se han llevado a cabo dos medidas en el sis-



**Figura 3.14:** Simulación del proceso de codificación señal de entrada y señal codificada en tiempo, en a) para la señal de la *MLL* sin diezmar y en b) diezmada a 1.25 Gp/s.



**Figura 3.15:** Diezmado de la fuente *MLL*.

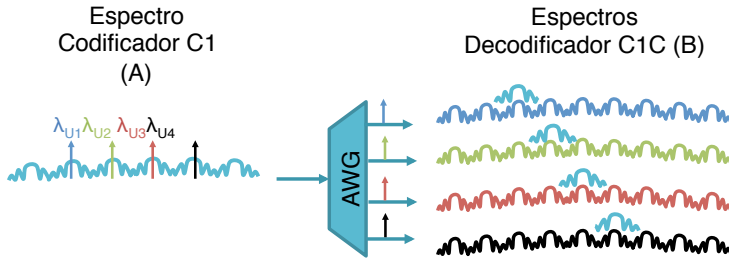
tema. En la primera, todas las fuentes están emplazadas en longitudes de ondas adyacentes. Las fuentes emisoras utilizadas no poseen un ancho de banda a  $-3$  dB mayor a 100 GHz, no existiendo solapamiento espectral entre los emisores, por lo que la interferencia entre canales *WDM* no es limitante.

Las señales de entrada se combinan mediante un acoplador 4:1, y se codifican simultáneamente en el codificador MB-*SSFBG* C1 con código 1, para posteriormente ser amplificadas y decodificadas adecuadamente en el extremo del receptor.

En la Figura 3.16, se presenta un esquema en el que se muestra en la parte izquierda (A) la posición del espectro del codificador con código 1, así como la posición de las portadoras ópticas de cada uno de los emisores utilizados. En la parte derecha (B), se muestran esquemáticamente los distintos espectros de cada uno de los codificadores Multi-banda utilizados y el espectro de cada una de las señales de los cuatro emisores a la salida del *AWG* (*Arrayed Waveguide Grating*).

Resaltar que en el extremo del decodificador no es necesario la utilización de dispositivos Multi-banda, ya que en el montaje que se propone, es imprescindible el uso de un *AWG* a fin de rechazar las interferencias de los múltiples usuarios.

En la segunda opción, las fuentes *DFB* se codifican a través del dispositivo MB-*SSFBG* C1 y se combinan de forma independiente mientras que la señal proveniente de la fuente *MLL* se codificará en el dispositivo MB-*SSFBG* C2. De forma secuencial la fuente *MLL* se ha ido posicionando en las cuatro longitudes de onda utilizadas, acoplándose a las procedentes del codificador MB-*SSFBG* C1 mediante un acoplador dos a uno en un segundo paso. Mediante esta configuración, en cada banda *WDM* están presentes dos códigos diferentes, obteniéndose en el receptor las señales de *ACP* y *XC* correspondientes, y verificando así la capacidad



**Figura 3.16:** Acomodación espectral de los usuarios utilizando un *AWG*.

de *OCDMA*.

Así pues, tras la codificación (C1 únicamente o C1 y C2), la señales son amplificadas antes de llegar al *AWG*, en el cual se procederá al filtrado en sub-bandas. Se produce así la demultiplexación en longitud de onda, tal y como se hace en una red óptica con arquitectura *WDM* pasiva. Siendo cada señal demultiplexada por el *AWG* en diferentes canales. Se utilizan cuatro decodificadores Multi-banda idénticos para el código 1 (*MB-SSFBG C1C x 4*) y uno para el código 2 (*MB-SSFBG C2C*).

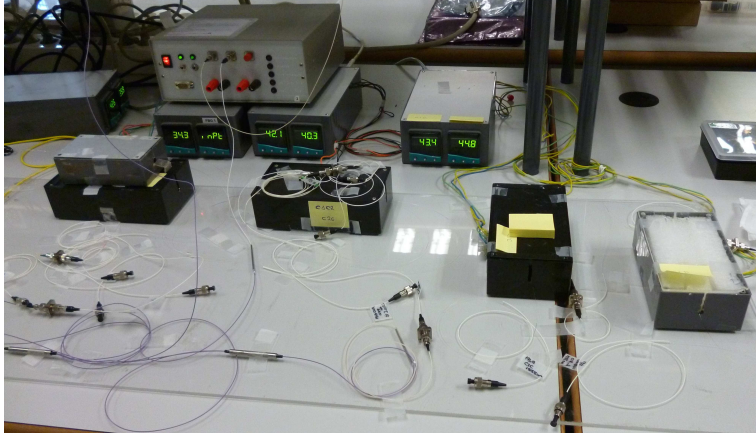
En cada una de las sub-bandas obtenidas tras el *AWG* (CH4-CH7) de la Figura 3.16, tendremos la posibilidad de conmutar entre el decodificador adecuado obteniendo la señal de *ACP*, o bien con el decodificador erróneo obteniendo así la señal de *XC*.

En el apartado anterior se ha hablado de las pequeñas desviaciones en longitud de onda que presentan estos dispositivos debido al proceso de fabricación. Este hecho, unido al de la gran dependencia de las redes de difracción con la temperatura propicia la necesidad de aplicar mecanismos de control y estabilización de la temperatura. Por ello, los siete de/codificadores Multi-banda están emplazados dentro de sus respectivas cajas de estabilización térmica para solventar esta gran sensibilidad en temperatura y además facilitando el proceso de sintonización espectral para que sea posible la codificación y decodificación.

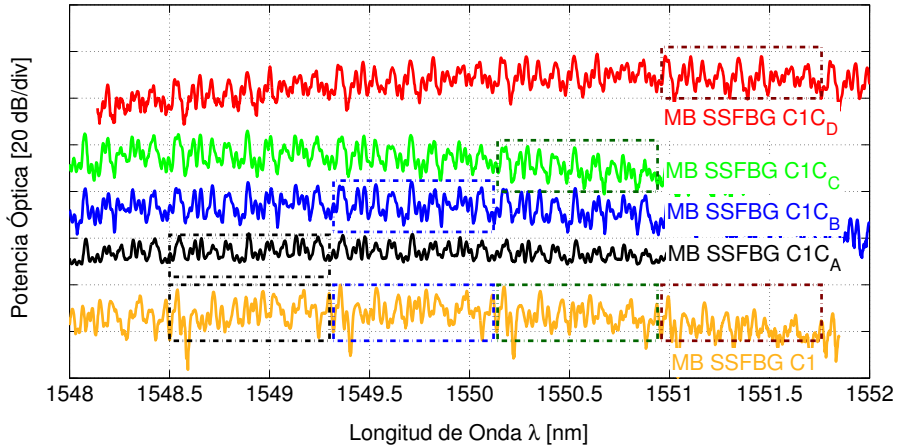
Una fotografía de los dispositivos utilizados puede verse en la Figura 3.17. Hay que resaltar que gracias a estos codificadores Multi-banda únicamente se necesita una caja térmica por cada codificador. A diferencia de otras alternativas propuestas donde es necesario un codificador diferente por cada una de las sub-bandas [18, 19].

En la Figura 3.18 se representan, equiespaciadas en vertical para su mejor visualización los codificadores/decodificadores Multi-banda de código 1 utilizados. Se puede apreciar que las sub-bandas, como se indicó en el apartado anterior, tienen una repetición espectral de 0.8 nm (100 GHz), presentando penalizaciones en potencia máximas de 4 dB entre las sub-bandas separadas 1.6 nm respecto a la central y de 2 dB a 0.8 nm.

La condición necesaria de sintonización espectral puede apreciarse en detalle en la Figura 3.19, donde además se muestra superpuesta la respuesta del *AWG* para



**Figura 3.17:** Sistema real montado en el laboratorio, donde se pueden apreciar las cajas de estabilización térmica.



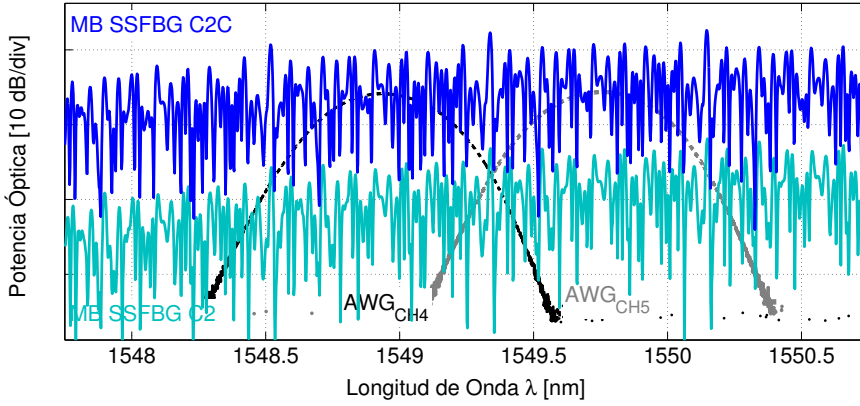
**Figura 3.18:** Dispositivos MB-SSFBG fabricados implementando el código 1. Codificador: C1 y decodificador: C1C.

dos canales adyacentes (CH4 y CH5 del AWG).

La respuesta del AWG presenta un ancho de banda a  $-3$  dB de 0.4 nm, y un rechazo entre los canales adyacentes de más de 20 dB.

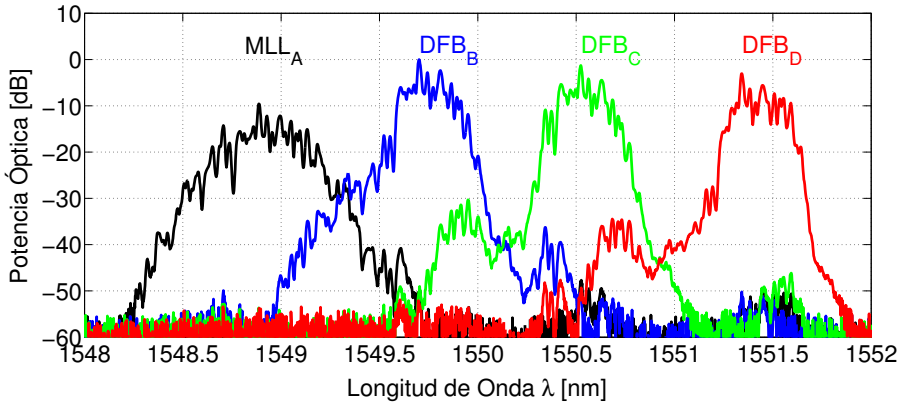
Se debe destacar que para la adecuada obtención de la señal de ACP es necesario el acoplo espectral perfecto entre codificador y decodificador, mientras que para la obtención de la señal de correlación cruzada, las desintonías no suponen incremento de las interferencia [20].

Los espectros de las señales codificadas tras ser demultiplexadas por el AWG se muestran en la Figura 3.20. En este caso, los tres láseres DFB se codifican con el dispositivo Multi-banda de código 1, emplazados en los canales del 5 al 7 del AWG.



**Figura 3.19:** Característica espectral de los dispositivos MB-SSFBG C2 y C2C y los canales del AWG utilizados, CH4 y CH5.

La fuente *MLL* se codifica con un dispositivo Multi-banda, también con código 1, siendo demultiplexada a la salida del canal 4 del *AWG*. Cabe destacar que existe una discrepancia entre el espectro resultante de la señal pulsada procedente de la fuente *MLL* (que posee un mayor ancho espectral) limitada por el ancho de banda del canal del *AWG* y las señales procedentes de los DFBs (espectro más estrecho).



**Figura 3.20:** Espectro de las señales codificadas y demultiplexadas a la salida del *AWG*.

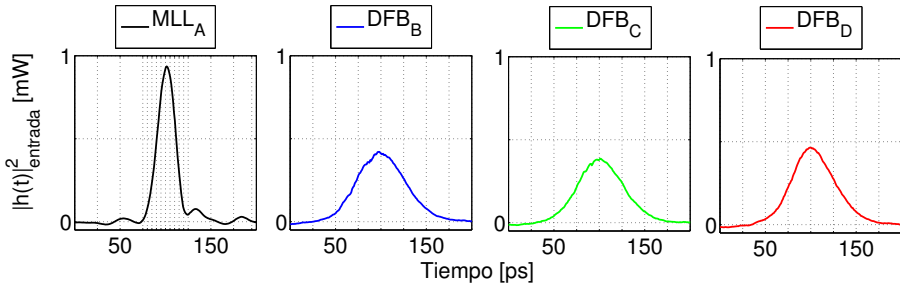
En las Figura 3.21 y Figura 3.22 se pueden ver respectivamente los pulsos de entrada y las señales codificadas temporalmente por los dispositivos Multi-banda y demultiplexadas por el *AWG*. El canal 4 del *AWG* (negro) es la fuente *MLL\_A*, y los canales del 5 al 7 son los tres láseres: *DFB\_B*, *DFB\_C* y *DFB\_D*.

En la señal codificada se pueden apreciar ciertas variaciones en la potencia de la señal. Por ejemplo, la señal codificada del *DFB\_D*, tiene significativamente menos potencia. Esta señal es la correspondiente al emisor que codifica su información

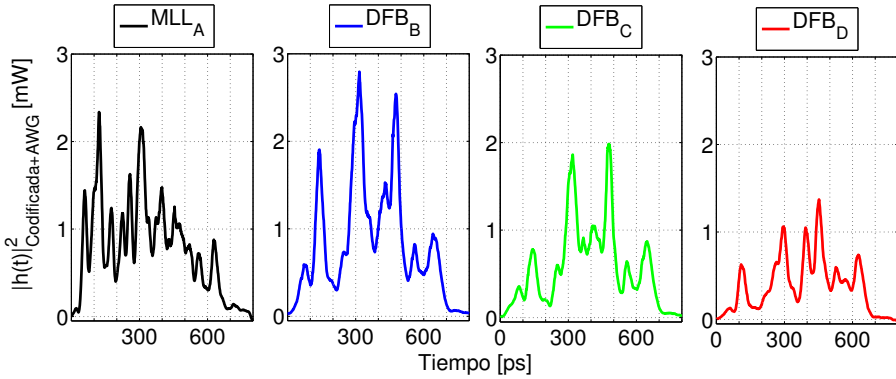
con la banda más externa del codificador Multi-banda MB-*SSFBG* C1, que como ya se apuntó presenta una penalización en potencia menor a 4 dB.

La señales temporales propias de códigos bipolares no presentan fluctuaciones de amplitud, sin embargo, las señales codificadas obtenidas presentan fuertes variaciones como puede verse en la Figura 3.22. Estas fluctuaciones de la potencia de la señal codificada son debidas a la interferencia que se produce entre *chips* adyacentes cuando éstos poseen un cambio de fase ( $0 - \pi$ ). Este comportamiento es resultado de estar codificando con una fuente con un ancho de pulso mayor a la separación entre *chips* y a la reducción del ancho de banda debido al filtrado producido por el AWG cuyo *FWHM* es de 50 GHz.

Las fuentes *DFB* utilizadas tienen un ancho temporal *FWHM* de 45 ps y la fuente *MLL<sub>A</sub>* unos 25 ps, como se puede extraer de la Figura 3.21.



**Figura 3.21:** Pulsos temporales de cada emisor.

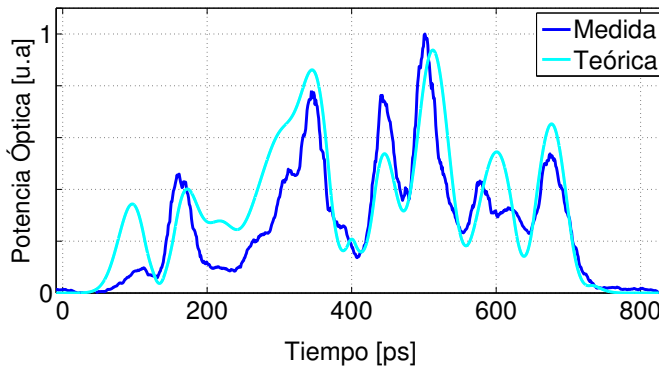


**Figura 3.22:** Señales temporales codificadas tras AWG.

Por último, destacar el proceso de captura de las múltiples señales mostradas y su influencia sobre las señales obtenidas. Las señales codificadas temporales mostradas han sido capturadas mediante un osciloscopio digital de muestreo o *DSA* (*Digital Sampling Oscilloscope*), que posee un ancho de banda eléctrico de 80 GHz. Para evaluar el efecto que tiene el filtrado de 80 GHz adicional que se produce una vez fotodetectada la señal, se ha efectuado el modelado matemático de todo el

proceso: codificación, fotodetección y filtrado eléctrico final, eliminando el efecto del *AWG*. En función tanto del ancho de los pulsos de la fuente de entrada como el efecto del filtrado eléctrico, se puede obtener una aproximación de la palabra codificada en el dominio temporal.

En la Figura 3.23 se muestra el resultado de la medida experimental y la aproximación matemática; para el modelado tanto del pulso de entrada (45 ps) como del filtro eléctrico del *DSA*, se ha utilizado una aproximación gaussiana. Sin embargo, no sólo no sabemos con exactitud la respuesta eléctrica del filtro de 80 GHz del *DSA*, sino que además la característica espectral de los *DFBs* no es perfectamente *Gaussiana*. Aún así, gráficamente se ven los buenos resultados de la aproximación respecto a la respuesta experimental obtenida.



**Figura 3.23:** Palabra código obtenida y aproximación teórica con código 1. Fuente utilizada en el canal 7, *DFB<sub>D</sub>* con un ancho de pulso de 45 ps.

Resaltar, que esta limitación en el ancho de los pulsos de entrada no afecta a la demostración conceptual de los dispositivos Multi-banda propuestos, simplemente presenta una degradación en cuanto a la relación de *ACP/XC* máxima. La codificación con pulsos de ancho  $t_0^N$  (ancho total *FWHM*) mayor al tiempo entre *chips* ( $t_{ch}$ ), supone en el dominio espectral una señal de ancho de banda menor al *FRP*.

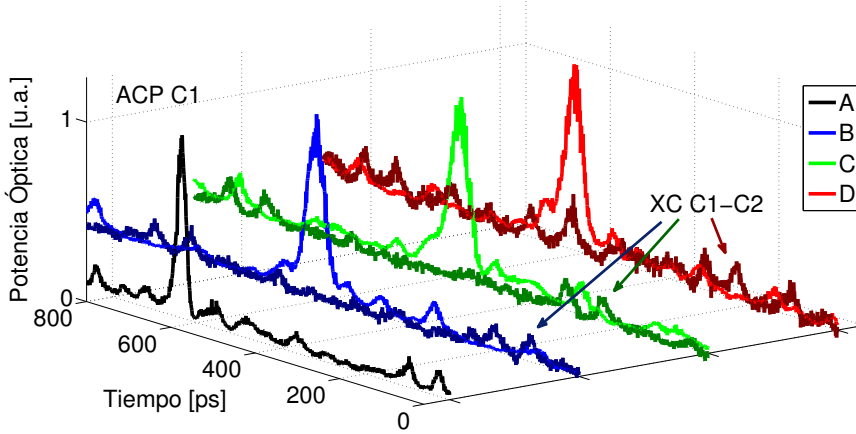
No obstante, hay que tener en cuenta, que nuestro sistema hace uso de un *AWG* para demultiplexar en longitud de onda. El *AWG* como ya se indicó, presenta un ancho de banda a -3 dB de 0.4 nm. Esto implica que aún teniendo un pulso de entrada muy estrecho (gran ancho de banda), por el hecho de estar utilizando un *AWG* para encaminar las señales se verá aumentado el ancho efectivo del pulso, y la degradación de la relación *ACP/XC*.

Finalmente el proceso de codificación/decodificación fue validado al recuperar las señales de entrada a la salida de cada uno de los decodificadores. En las gráficas están representados las señales de *ACP* de cada uno de las parejas código (C1\*C1C y C2\*C2C) y las correlaciones cruzadas (C1\*C2C y C2\*C1C) en la Figura 3.24 y las señales de *ACP* obtenidas para el código 2 utilizando la fuente *MLL* en la Figura 3.25.

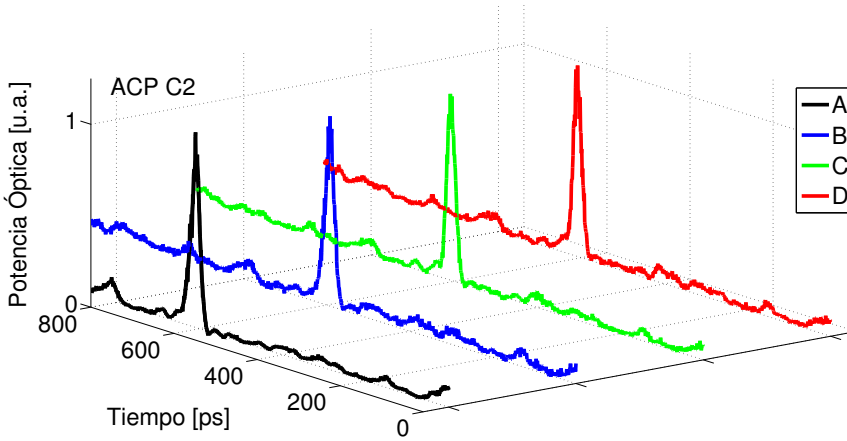
De los datos obtenidos, se extrajeron los valores de  $r_g$  (Capítulo 2), obteniendo un



valor mínimo de  $ACP/XC \sim 15$ , para el canal más externo, donde era más acusada la pérdida de potencia de la envolvente del dispositivo.



**Figura 3.24:** Señales de *ACP* obtenidas para el código 1 y *XC*.



**Figura 3.25:** Señales de *ACP* obtenidas para el código 2.

### 3.4 Conclusiones.

Se ha propuesto, fabricado y demostrado experimentalmente dispositivos codificador decodificador multicanal de banda ancha para aplicaciones en sistemas *WDM/OCDMA* de tipo coherente.

Estos dispositivos están basados en redes de difracción superestructuradas, cuyos

ancho de tiempo de *chip* es mucho menor al tiempo entre ellos. Esta característica nos lleva a obtener unos dispositivos con envolventes espectrales muy anchas, cuyo patrón espectral periódico puede ser empleado para la codificación de múltiples sub-bandas de forma simultánea, tal y como se ha verificado en la parte experimental. Los dispositivos fabricados permiten la posibilidad de albergar hasta 4 sub-bandas de 100 GHz.

Este tipo de dispositivos presenta una gran versatilidad, permitiendo su utilización en un sistema estándar codificando una señal pulsada dentro de un canal, o bien, como se ha propuesto en la verificación experimental, dividir el dispositivo en sub-bandas para ser implementado en un sistema *WDM/OCDMA*, haciendo uso de diferentes fuentes para cada sub-banda.

En referencia al número de sub-bandas que se pueden implementar en estos dispositivos, la limitación es impuesta por el proceso de fabricación, dependiente tanto de la duración del ancho del *chip* implementado en fabricación, como del *FRP*. En nuestro caso el patrón de repetición espectral ha sido de 0.8 nm que viene definido por la separación entre *chips*.

Añadir, que la utilización de cualquiera de las sub-bandas entre dispositivos no difiere de la utilización estándar de cualquier otro dispositivo basado en *SSFBGs*, por ello, únicamente se necesita que exista acoplo espectral perfecto entre la pareja codificador/decodificador a utilizar.

El uso de los dispositivos propuestos en redes ópticas basadas en *WDM*, tal y como se proponen en el montaje experimental, tiene especial interés en las redes de acceso de futura generación. En este tipo de redes, cada *ONU*, (*Optical Network Unit*) está emplazado en una localización diferente, y es capaz de recibir un único canal. Al implementar estos dispositivos Multi-banda, estaríamos dando paso a la posibilidad de sintonización en el canal de trabajo de cada *ONU*, facilitando la reconfiguración de la red. O incluso, capacitando a cada *ONU* de poder procesar más de una sub-banda de manera simultánea, en cuyo caso, debiera utilizarse un demultiplexor en longitud de onda (*AWG*) a su salida. Por el contrario, la implementación utilizando decodificadores estándar, en vez de uno Multi-banda, repercute en una penalización en cuanto a reconfigurabilidad de la red, y conlleva instalar un control de temperatura independiente de cada una de las sub-bandas (dispositivos) lo que incrementa su complejidad y coste.

---

# Bibliografía

- [1] J. Kani, K. Iwatsuki, and T. Imai, "Optical multiplexing technologies for access-area applications," *Selected Topics in Quantum Electronics, IEEE Journal of*, vol. 12, pp. 661–668, July-August. 2006.
- [2] L. Chen, "Technologies for hybrid wavelength/time optical CDMA transmission," in *Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering, 2001*, vol. 1, pp. 435–440vol.1, 13-16 May 2001.
- [3] J.-F. Huang, Y.-T. Chang, C.-C. Sue, and C.-C. Hsu, "Hybrid WDM and Optical CDMA Implemented with M-sequence Coded Waveguide Gratings over Fiber-to-the-Home Network," in *International Conference on Communications, Circuits and Systems Proceedings, 2006*, vol. 3, pp. 1860–1864, 25-28 June 2006.
- [4] H. Ghafouri-Shiraz and M. Karbassian, *Optical CDMA Networks: Principles, Analysis and Applications*. Wiley - IEEE, Wiley, 2012.
- [5] K. Kitayama, X. Wang, and N. Wada, "OCDMA over WDM PON-solution path to gigabit-symmetric FTTH," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 24, pp. 1654–1662, April 2006.
- [6] B. Huiszoon, T. Spuesens, E. Tangdiongga, H. de Waardt, G. D. Khoe, and A. Koonen, "Hybrid Radio-Over-Fiber and OCDMA Architecture for Fiber to the Personal Area Network," *Photonics Technology Letters, IEEE*, vol. 27, no. 12, pp. 1904–1911, 2009.
- [7] H. Sotobayashi and K. Kitayama, "Broadcast-and-select OCDM/WDM network using 10 Gbit/s spectrum-sliced supercontinuum BPSK pulse code sequences," *Electronics Letters*, vol. 35, pp. 1966 –1967, October 1999.
- [8] X. Wang, N. Wada, T. Miyazaki, G. Cincotti, and K. Kitayama, "Asynchronous Multiuser Coherent OCDMA System With Code-Shift-Keying and Balanced Detection," *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, vol. 13, no. 5, pp. 1463–1470, 2007.

- [9] P. Teh, P. Petropoulos, M. Ibsen, and D. Richardson, "Phase encoding and decoding of short pulses at 10 Gb/s using superstructured fiber Bragg gratings," *Photonics Technology Letters, IEEE*, vol. 13, pp. 154–156, February 2001.
- [10] *Hybrid WDM/OCDMA for next generation access network*, vol. 6783, 2007.
- [11] H. Zheng, B. Chen, D. Wang, X. Hong, and S. He, "Investigation of DWDM over OCDMA System Based on Parallely Combined SSFBG Encoder/Decoders," in *Proc. Symp. Photonics and Optoelectronics (SOPPO)*, pp. 1–3, 2011.
- [12] R. Kashyap, *Fiber Bragg Gratings*. Optics and photonics, Academic Press, 1999.
- [13] W. A. Amaya Ocampo, *Sistemas ópticos con multiplexación por división en código (OCDMA) empleando redes de difracción de Bragg sobre fibra óptica*. PhD thesis, Universidad Politécnica de Valencia, 2008.
- [14] D. Pastor, W. Amaya, R. García-Olcina, and S. Sales, "Coherent direct sequence optical code multiple access encoding-decoding efficiency versus wavelength detuning," *Opt. Letters*, vol. 32, pp. 1896–1898, July 2007.
- [15] R. García-Olcina, *Sistema de fabricación de altas prestaciones de redes de difracción de bragg en fibra y aplicaciones al campo de los sensores ópticos y a los sistemas de comunicaciones ópticas*. PhD thesis, Universidad Politécnica de Valencia, 2008.
- [16] W. Amaya, D. Pastor, R. Banos, and V. Garcia-Munoz, "WDM-Coherent OCDMA over one single device based on short chip Super structured fiber Bragg gratings," *Opt. Express*, vol. 19, pp. 24627–24637, November 2011.
- [17] D. Pastor, W. Amaya, and R. Garcia-Olcina, "Design of high reflectivity superstructured FBG for coherent OCDMA employing synthesis approach," *Electronics Letters*, vol. 43, pp. 824–825, 19 2007.
- [18] N. W. F. K. X. Wang, K. Matsushima A. Nishiki and K.-I. Kitayama, "Experimental demonstration of 511-chip 640 Gchip/s superstructured FBG for high performance optical code processing," *European Conference and Exhibition of Optical Communication (ECOC)*, vol. , p. , September 2004.
- [19] K. Matsushima, X. Wang, S. Kutsuzawa, A. Nishiki, S. Oshiba, N. Wada, and K. Kitayama, "Experimental demonstration of performance improvement of 127-chip SSFBG en/decoder using apodization technique," *Photonics Technology Letters, IEEE*, vol. 16, pp. 2192–2194, September 2004.
- [20] D. Pastor, W. Amaya, R. G. Olcina, and S. Sales, "Coherent direct sequence optical code multiple access encoding-decoding efficiency versus wavelength detuning," *Opt. Lett.*, vol. 32, pp. 1896–1898, July 2007.

---

## Capítulo 4

# Codificadores Ópticos Coherentes de envolvente rectangular.

### 4.1 Introducción.

En el Capítulo 3, se han propuesto dispositivos para *CDS-OCDMA* basados en *SSFBGs* que proporcionaban un ancho de banda libre de nulos espectrales, dando lugar a una utilización más eficiente de los dispositivos fabricados pudiendo dar cabida simultáneamente a múltiples usuarios ubicados en diferentes sub-bandas del dispositivo.

Cada una de las sub-bandas por las que está compuesto el dispositivo, lleva asociada una pérdida de potencia debida a la envolvente resultante inherente al proceso de fabricación. Consecuentemente, el número máximo de usuarios a los que puede dar cabida se verá limitado y existirá un desequilibrio en potencia entre canales adyacentes; o incluso entre dispositivos con diferente código, tal y como se expone en [15] produciendo un deterioro de la tasa de error de bit (*BER*).

Los desequilibrios de potencia pueden ser solventados introduciendo dispositivos ecualizadores, como por ejemplo *FBGs* ecualizadoras, sin embargo, se incrementaría el coste y la complejidad de los sistemas.

Otro aspecto a tener en cuenta en la implementación de los dispositivos multi-banda reside en la dificultad de la concatenación espectral eficiente de múltiples dispositivos, debido a que la envolvente total de los dispositivos presenta una caída muy suave en sus extremos. Este comportamiento de la envolvente, aún siendo descartado para su uso como de/codificador, aumenta la interferencia entre los dispositivos adyacentes espectralmente.

De los expuesto se pueden extraer dos características deseables en los dispositivos *CDS-OCDMA* para *WDM*. La primera, la necesidad de que todas las sub-bandas

presentes en un dispositivos posean una respuesta espectral equivalente; y la segunda, que los dispositivos presenten pendientes muy acusadas en sus extremos, *i.e.* un alto *roll-off*, reduciendo lo máximo posible las interferencias o *crosstalk* de dispositivos adyacentes.

En general, las propuestas presentadas en la literatura se centran en la reducción de las interferencias de *crosstalk* [1, 2], desatendiendo otro de los aspectos fundamentales que es la compactación o eficiencia espectral [3].

En este capítulo se presentan dispositivos que resuelven las limitaciones presentadas al poseer una envolvente plana y pendientes muy acusadas en los extremos, que proporcionan una gran compactación espectral y la reducción del *crosstalk* de dispositivos adyacentes.

## 4.2 Diseño de dispositivos con envolvente plana.

En la propuesta presentada en el Capítulo 3 para la obtención de redes de espectro ancho, se ha utilizado una metodología de fabricación basada en la escritura y traslación de cada uno de los *chips* individualmente. Además, cada una de las etapas del proceso ha sido caracterizada para poder modificar los parámetros del sistema a fin de obtener los resultados deseados en la envolvente del dispositivo.

Debido a los buenos resultados del estudio y la parametrización de cada una de las etapas del proceso de fabricación, en este capítulo se propone la realización de dispositivos que no presenten pérdidas de potencia, eliminando la envolvente espectral *Gaussiana* propia del proceso de fabricación [4].

Retomando las ecuaciones planteadas en el Capítulo 2 y el Capítulo 3, el comportamiento ideal de la respuesta tanto en tiempo como frecuencia se define en (4.1) y (4.2).

$$h_{p,ideal}(t) = \sum_{k=1}^N a_{p,k} \cdot e^{j\phi_{p,k}} \cdot \delta(t - k \cdot t_{ch}) \quad (4.1)$$

$$H_{p,ideal}(\omega) = \sum_{k=1}^N a_{p,k} \cdot e^{j\phi_{p,k}} \cdot e^{jk\omega t_{ch}} \quad (4.2)$$

La respuesta impulsiva teórica obtenida tras fabricación se desarrolla en (4.3), donde se incluye la influencia del proceso de fabricación, representado por  $g(t)$ .

$$h_{p,fabricada}(t) = g(t) \otimes \left[ \sum_{k=1}^N a_{p,k} \cdot e^{j\phi_{p,k}} \cdot \delta(t - k \cdot t_{ch}) \right] \quad (4.3)$$

Frecuencialmente, el resultado es equivalente a (4.4)

$$H_{p,fabricada}(\omega) = G(\omega) \cdot H_{p,ideal}(\omega) \quad (4.4)$$

La influencia de la fabricación discreta basada en escritura y traslación queda modelada como una envolvente *gaussiana*  $G(\omega)$  superpuesta al modelo ideal del dispositivo, de ancho de banda ilimitado.

A fin de eliminar este efecto, la metodología que se propone, se basa en definir inicialmente el dispositivo final objetivo donde se compense el propio proceso de fabricación y posteriormente, obtener la respuesta que se debe fabricar.

Matemáticamente, abordando el proceso de compensación de la envolvente de manera análoga a la ecualización de un filtro ideal, el proceso de compensación es equivalente a multiplicar la respuesta objetivo ideal por la respuesta frecuencial inversa que se quiere eliminar debida al proceso de fabricación, *i.e.* la función  $\frac{1}{G(\omega)}$ , tal y como queda descrito en (4.5).

$$H_{p,objetivo}(\omega) = H_{p,ideal}(\omega) \cdot \frac{1}{G(\omega)} \quad (4.5)$$

Si definimos (4.5) como la función objetivo a fabricar, una vez concluido el proceso de fabricación, ambas envolventes *gaussianas* se cancelarán (4.6), recuperando la respuesta ideal del dispositivo y eliminándose el efecto de la fabricación.

$$H_{p,fabricada}(\omega) = [\cancel{G(\omega)} \cdot H_{p,ideal}(\omega)] \cdot \frac{1}{\cancel{G(\omega)}} \quad (4.6)$$

Abordando de tal forma la fabricación del dispositivo propuesto de envolvente plana, la función objetivo a fabricar está definida en (4.5, cuya envolvente adoptará la forma de una envolvente *gaussiana* invertida.

Sin embargo,  $H_{p,ideal}$  se define como una función ilimitada en ancho de banda y la función  $G(\omega)$ , cuya inversa se debe emplear para la apodización de la respuesta final, es una función de ancho de banda limitado, que como ya se desarrolló en el Capítulo 2, viene definido por el láser de luz *UV* empleado en la fabricación.

Al tener  $G(\omega)$  un ancho limitado, la inversa de la función presenta componentes de gran valor en los extremos frecuenciales, por lo que para su correcta fabricación, la respuesta del dispositivo debe ser limitada en ancho de banda (4.7), empleando para ello una función de enventanado, definida en frecuencia como  $W(\omega)$ . El resultado, es equivalente a la modificación de la respuesta espectral ideal mediante una función de apodización que efectúa el enventado junto con la compensación de  $G(\omega)$  del proceso de fabricación (4.8).

$$H_{p,objetivo}(\omega) = W(\omega) \cdot \left[ H_{p,ideal}(\omega) \cdot \frac{1}{G(\omega)} \right] \quad (4.7)$$

$$H_{apod}(\omega) = \frac{W(\omega)}{G(\omega)} \quad (4.8)$$

El equivalente temporal de la función de apodización  $H_{apod}(\omega)$  se muestra en (4.9).

$$\begin{aligned} h_{apod}(t) &= w(t) \otimes \mathfrak{F}^{-1} \left( \frac{1}{G(\omega)} \right) \\ w(t) &= \mathfrak{F}^{-1}(W(\omega)) \end{aligned} \quad (4.9)$$

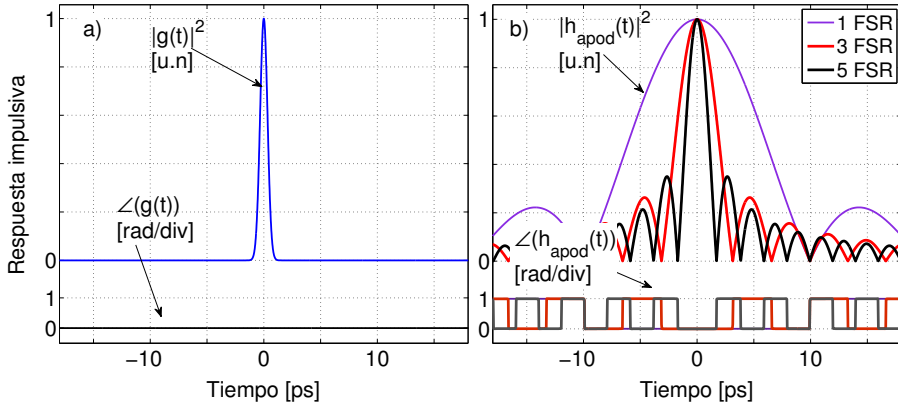
En este trabajo se propone como función de enventado una función cuadrada, debido a que presenta muy buen comportamiento en sistemas con multiplexación en longitud de onda, ya que permite efectuar de manera simultánea el filtrado de canal y la equalización adecuada en la fabricación de los dispositivos en un único dispositivo, eliminando las interferencias de canales adyacentes, sin necesidad de utilizar filtros adicionales o *AWGs* [5].

La apodización de la respuesta objetivo también implica una modificación de la respuesta impulsiva del dispositivo objetivo. Tal y como se desarrolla en la ecuación (4.10), la respuesta ideal de cada uno de los *chips* que conforman la respuesta impulsiva ideal, se ve modificado por la función de apodización.

En la Figura 4.1a se muestra la respuesta impulsiva equivalente al perfil del haz *gaussiano* del láser *UV* ( $g(t)$ ) y en la Figura 4.1b, la respuesta impulsiva de la función de la apodización ( $h_{apod}(t)$ ) para cada uno de los *chips* del componente, en función de ancho de banda del dispositivo, en función del *FSR* ( $FSR = \frac{1}{t_{ch}}$ ,  $t_{ch} = 10$  ps).

$$h_{p,objetivo}(t) = h_{apod}(t) \otimes h_{p,ideal}(t)$$

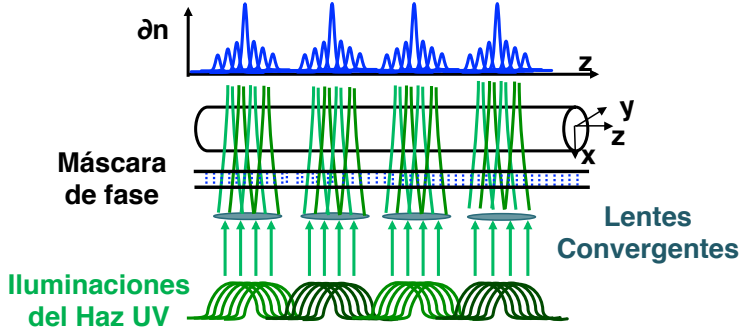
$$h_{p,objetivo}(t) = h_{apod}(t) \otimes \left[ \sum_{k=1}^N a_{p,k} \cdot e^{j\phi_{p,k}} \cdot \delta(t - k \cdot t_{ch}) \right] \quad (4.10)$$



**Figura 4.1:** a) Equivalente temporal del haz de láser *UV* focalizado utilizado en la fabricación. b) Perfil de cada uno de los *chips* necesarios para obtener una envolvente espectral cuadrada en el dispositivo final en función del ancho de banda objetivo.

En contraste con la propuesta del Capítulo 2 y 3, la realización de esta función de apodización supone la iluminación continuada del núcleo de la fibra durante la fabricación, construyéndose con una función tipo *sinc* cada uno de los *chips* de la respuesta impulsiva ideal, como ya se había propuesto anteriormente en [6] y [7]. En consecuencia, el proceso de fabricación está compuesto por un conjunto de iluminaciones del láser *UV* equiespaciadas un valor definido por  $z_s$ , relacionado con





**Figura 4.2:** Esquemático del proceso de fabricación de cada uno de los *chips* de los dispositivos de envoltente plana propuestos mediante el uso de lentes convergente para la focalización del haz *UV* del láser de fabricación.

el muestreo temporal  $t_S$ .

En (4.11) se desarrolla la respuesta impulsiva reconstruida obtenida tras fabricación, donde el término  $(M \cdot t_S)$  es el tiempo de truncado de la señal temporal ideal.

$$h_{rec}(t) = g(t) \otimes \left[ \sum_{m=-M/2}^{M/2} (h_{p,ideal}(t) \otimes h_{apod}(t)) \cdot \delta(t - m \cdot t_S) \right] \quad (4.11)$$

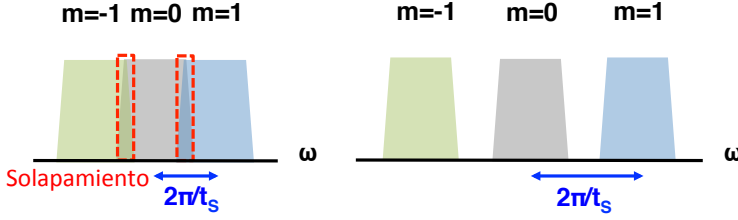
En términos de frecuencia se tiene (4.12) donde se pueden distinguir las diferentes contribuciones.

$$H_{rec}(\omega) = G(\omega) \cdot \left[ (H_{p,ideal}(\omega) \cdot H_{apod}(\omega)) \otimes \sum_{m=-M/2}^{M/2} e^{j\omega \cdot m \cdot t_S} \right] \quad (4.12)$$

La primera:  $G(\omega)$ , la cual es la envoltente global del dispositivo y representa el haz del láser UV, modelado como una función *gaussiana*. En segundo lugar, los términos entre corchetes, donde se encuentra la convolución de la función objetivo (ideal y apodización) con una función periódica cuyo periodo de rango espectral libre (*SFRP*) es equivalente a la inversa del muestreo temporal ( $1/t_S$ ). Además, si el número de términos ( $M$ ) es lo suficientemente grande, el término puede ser aproximado por un sumatorio de deltas de *Dirac* (4.13).

$$H_{rec}(\omega) \approx G(\omega) \cdot \left[ (H_{p,ideal}(\omega) \cdot H_{apod}(\omega)) \otimes \sum_{m=-M/2}^{M/2} \delta(\omega - \frac{m}{t_S}) \right] \quad (4.13)$$

Esta equivalencia matemática, supone en frecuencia una réplica de la respuesta objetivo para los valores  $\delta(0)$ , por lo que a fin de evitar el solapamiento frecuencial, y eliminar las réplicas espectrales, el *SFRP* ( $1/t_S$ ) debe ser mayor al ancho de banda de la ventana impuesta, tal y como se representa en la Figura 4.3.



**Figura 4.3:** Relación entre el muestreo espacial y las réplicas espectrales a fin de evitar el solapamiento espectral.

Asumiendo un periodo frecuencial mucho mayor al ancho de banda de la función de enventanado, pueden obviarse las contribuciones frecuenciales en múltiplos del SFRP, obteniendo la contribución de la banda central ( $m = 0$ ), que queda definida como (4.14), que se puede simplificar en (4.15).

$$H_{rec}(\omega) \approx W(\omega) \cdot H_{ideal}(\omega) \quad (4.14)$$

$$H_{rec}(\omega) \approx H_{i,W}(\omega) \quad (4.15)$$

$$H_{i,W}(\omega) = W(\omega) \cdot H_{ideal}(\omega) \quad (4.16)$$

donde el resultado final de la envolvente viene determinado únicamente por la función de enventanado, que en este caso se ha definido  $W(\omega)$  como una ventana cuadrada.

#### 4.2.1 Parámetros de diseño.

Para la adecuada fabricación de los dispositivos es necesario definir varios parámetros que relacionan el proceso de fabricación y el diseño ideal. Los parámetros principales son: el ancho del láser *UV* utilizado para la fabricación, el ancho de banda final objetivo y el *SFRP*. El ancho del haz del láser *UV* ha sido focalizado, al igual que en el Capítulo 3, estimándose en un ancho temporal *FWHM* algo mayor, alrededor de 1.46 ps, equivalente a  $\sim 150 \mu m$ .

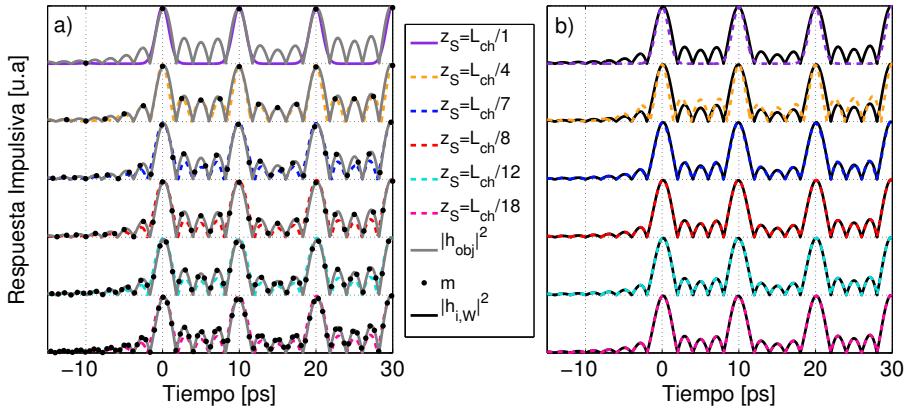
En el estudio de la influencia de estos parámetros, los resultados se mostraran en valores de ancho de banda normalizados para un valor  $BW_N = 1/t_{ch}$ , y para el espaciado  $z_S$ , en función del número de exposiciones del láser *UV* por *chip* fabricado.

*Ancho de banda y periodo espectral.*

La inversa del muestreo espectral denominado *SFRP*, define los parámetros  $t_S$  y  $z_S$ . Como se enunció anteriormente, el *SFRP* debe ser mayor al FSR del dispositivo para evitar la réplica de la respuesta espectral en múltiplos del *SFRP*.

El muestreo espacial necesario aumentará equivalentemente al aumento del *SFRP*. Para ejemplificar el efecto de los parámetros, se muestran los resultados para el diseño de un dispositivo de 16 *chips*, con cambios de fase bipolares, con  $t_{ch} \approx 10$  ps, donde se ha fijado el ancho de banda final del dispositivo en  $5 \cdot \text{FSR}$ .

En la Figura 4.4a, se muestra en color gris la función objetivo, así como los espaciados de las exposiciones del láser UV (puntos en negro  $m$ ), que dan como resultado la función reconstruida ( $|h_{rec}|^2$ ) que se muestra superpuesta en línea discontinua con diferentes colores en función del espaciado. En la Figura 4.4b, se superponen la respuesta impulsiva reconstruida, junto con la respuesta impulsiva ideal enventanada ( $|h_{i,W}|^2$ ) que es la función a la que debe tender la reconstruida (4.15).

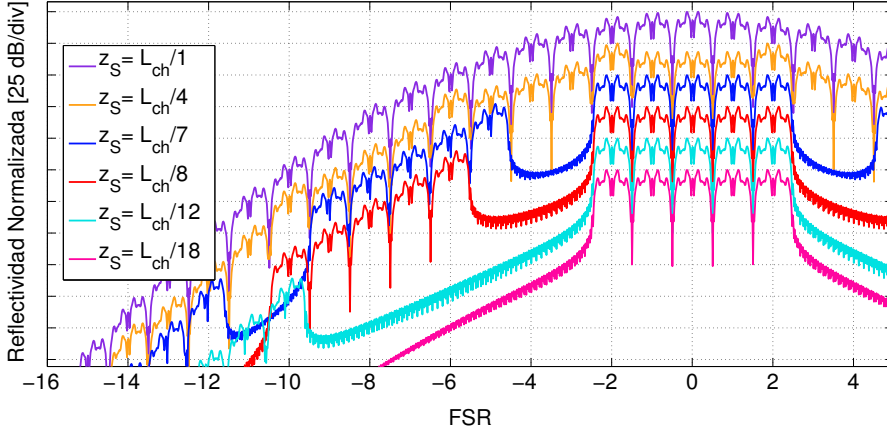


**Figura 4.4:** a) Función objetivo (gris), espaciado de las iluminaciones del láser UV y función reconstruida resultado. b) Respuesta impulsiva ideal (negro) y reconstruida.

Para obtener una señal reconstruida que tienda a la respuesta impulsiva ideal enventanada, es necesario aumentar el número de exposiciones por chip, en contraposición al método utilizado con anterioridad de una única exposición por chip. Si utilizáramos una única exposición por *chip*, el resultado sería el representado en el primero de los casos, reflejando la imposibilidad de fabricar una respuesta que tienda a  $|h_{i,W}|^2$ .

De los resultados representados, se extrae que existe un cierto espaciado de las exposiciones del láser UV, a partir del cual se cumple la (4.15). En la Figura 4.4b, la respuesta ideal enventanada se recupera perfectamente cuando se impone la condición de al menos 7 exposiciones por *chip*, que se corresponde con un *SFRP* de  $7 \cdot \text{FSR}$ . Los diferentes resultados en el dominio frecuencial pueden verse en la Figura 4.5.

Un aumento del valor del *SFRP*, se traduce en una separación mayor de las ré-



**Figura 4.5:** Respuesta frecuencial resultado en función del espaciado entre las múltiples exposiciones del láser *UV* durante la fabricación.

plicas obtenidas a ambos lados de la respuesta frecuencial central. Cuanto mayor sea el valor del *SFRP*, más alejadas estarán dichas contribuciones, sin embargo, mayor número de exposiciones por *chip* deben ser efectuadas, lo cual repercute en un incremento de la dificultad en la fabricación y en el aumento del tiempo empleado.

Cabe señalar que la amplitud de las contribuciones no centrales ( $\delta(\omega - \frac{m}{t_s})$ ,  $m \neq 0$ ) dependerán del valor de la envolvente de fabricación ( $G(\omega)$ ). Los ejemplos mostrados, son en base a los resultados de envolvente obtenidos en pruebas previas a fin de obtener el ancho del haz *UV* focalizado para estos dispositivos. En consecuencia, debe existir un compromiso entre número de exposiciones por *chip* y valor del *SFRP*, que procure un resultado preciso y eficiente en términos de tiempo de fabricación.

### 4.3 Dispositivos fabricados.

Tras ser estudiados los parámetros de diseño y fabricación necesarios para la obtención de dispositivos con envolvente espectral plana, se ha procedido a verificar el diseño teórico a través de la fabricación de los mismos.

Siguiendo la misma línea que en capítulos anteriores, se han fabricado dispositivos que implementan palabras código de 63 *chips*, con cambios de fase bipolar, pertenecientes a una familia de códigos *Gold*.

Para maximizar las posibilidades de esta metodología de fabricación, se ha elegido un espaciado entre *chips* de aproximadamente 1 mm equivalente a un tiempo entre *chips* de 10 ps. El *FSR* definido por estos parámetros es de 100 GHz siendo compatible con la canalización ITU, así como con dispositivos *AWG* para el encañamiento de longitudes de onda para su uso de manera conjunta con señales

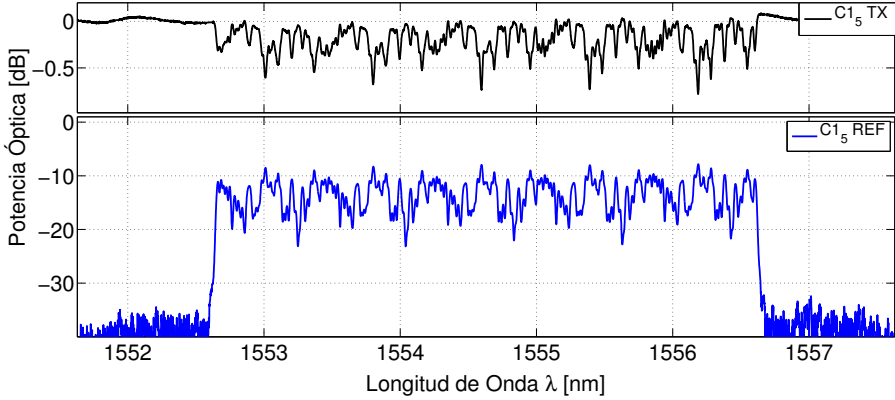
WDM.

En el proceso de fabricación se ha definido un espaciado entre iluminaciones del láser  $UV$  de  $z_S = 60 \mu m$  que se corresponde con 1050 exposiciones dobles del láser  $UV$ , a lo largo de los  $\sim 63$  mm de longitud de cada  $SSF BG$ .

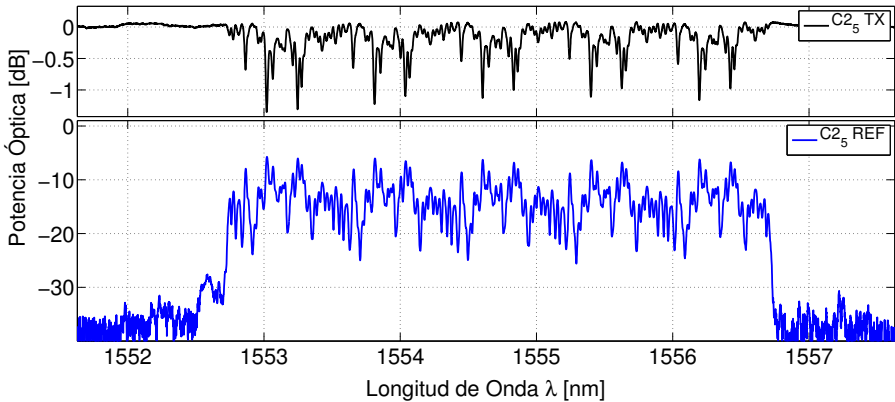
#### 4.3.1 Dispositivos de código único.

En la figuras siguientes se muestran los resultados de 4 dispositivos fabricados que implementan los códigos 1 y 2 con diferentes anchos de banda.

La Figura 4.6 y la Figura 4.7, muestran los resultados en transmisión y reflexión de un dispositivo que implementa el código 1 y código 2 respectivamente. El ancho de banda final de los dispositivos se ha fijado en  $5 \cdot FSR$ , tal y como se presentó en el diseño propuesto ideal.



**Figura 4.6:** Respuesta espectral en transmisión y reflexión del dispositivo  $C1_5$ .



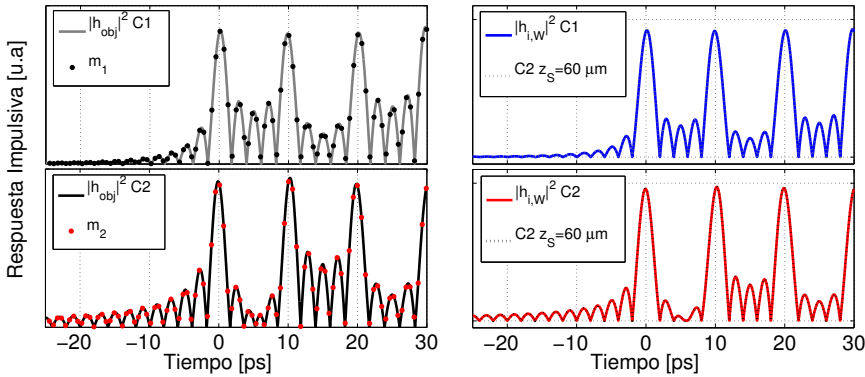
**Figura 4.7:** Respuesta espectral en transmisión y reflexión del dispositivo  $C2_5$ .

|                | $C1_1$ | $C1_5$ | $C2_1$ | $C2_5$ |
|----------------|--------|--------|--------|--------|
| $T_{min}$      | -0.73  | -0.738 | -1.77  | -1.35  |
| $R_{max}$ [dB] | -8.082 | -7.832 | -4.753 | -5.727 |
| $R$ [%]        | 15.4   | 15.6   | 33.3   | 26.7   |

**Tabla 4.1:** Valores de reflectividad máxima de los dispositivos fabricados obtenidos.

Se puede apreciar en las figuras la envolvente perfectamente plana que presentan ambos dispositivos, con una variación menor a 0.6 dB, eliminando completamente el efecto del proceso de fabricación sobre la envolvente del dispositivo final fabricado, y con más de 20 dB de rechazo para las señales fuera del ancho de banda del dispositivo.

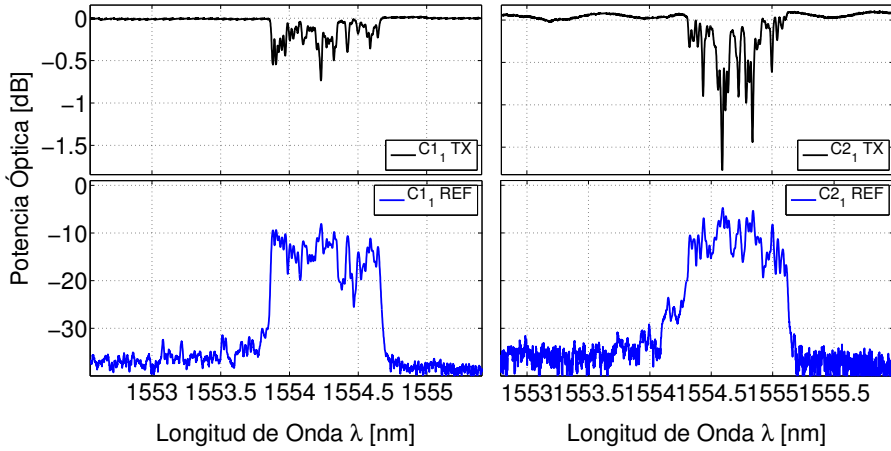
La respuesta impulsiva objetivo, y los diferentes exposiciones del láser UV se muestran en la Figura 4.8a, utilizando ambas respuestas, se obtienen las funciones reconstruidas de la Figura 4.8b junto con la respuesta ideal enventanada.



**Figura 4.8:** Respuestas impulsivas de los dispositivos  $C1_5$  y  $C2_5$ . a) Respuesta objetivo y exposiciones del láser UV. b) Respuestas ideales y reconstruidas.

La Figura 4.9 muestra los resultados en transmisión y reflexión de dispositivos de código 1 y 2, implementando un único canal, *i.e.*  $BW = FSR$ , obteniéndose resultados equivalentes. Los buenos resultados refuerzan la versatilidad de los dispositivos que añaden la capacidad de filtrado de señales interferentes al proceso de de/codificación propio de los mismos.

De los resultados obtenidos pueden extraerse además los parámetros de transmitividad y reflectividad máxima que quedan reflejados en la Tabla 4.1.

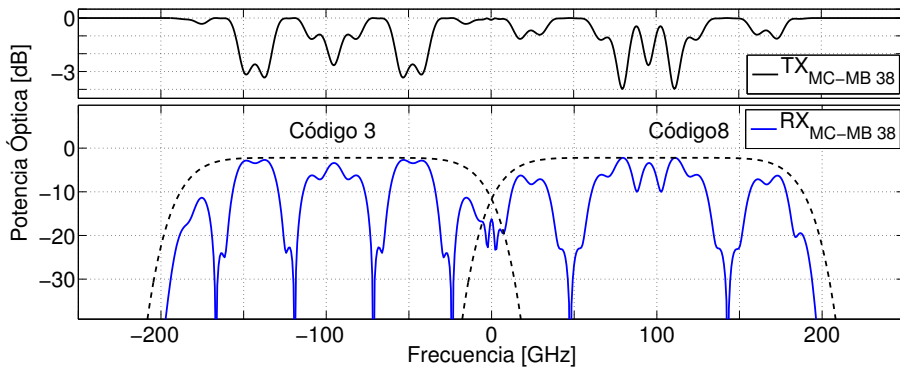


**Figura 4.9:** Respuesta espectral en transmisión y reflexión del dispositivos  $C1_1$  y  $C2_1$ .

#### 4.3.2 Dispositivos Multi-código y Multi-banda.

Debido a los buenos resultados obtenidos en la fabricación de dispositivos con un ancho de banda de un único *FSR* que presentan un elevado *roll-off*, se propone un diseño de dispositivos más ambiciosos que no sólo implementen un ancho de banda definido, sino que además tengan capacidad de multi-codificación.

El resultado de esta propuesta son dispositivos multi-código y multi-banda (MC-MB) no reportados en la literatura hasta ahora [8]. En la Figura 4.10 se muestra la característica de la respuesta espectral de un dispositivo MC-MB propuesto teórico.



**Figura 4.10:** Espectros en transmisión y reflexión de los dispositivos MC-MB objetivo.

En el ejemplo, se representa el caso de dispositivos que implementan palabras código de longitud de 8 *chips*, con cambios de fase bipolares, dentro de una familia de códigos con las mejores relaciones de  $f$  y  $XC$  para dicha longitud de código. El tiempo entre *chips* se ha definido algo mayor que en los dispositivos de código

único siendo de 10.5 ps, por lo que el *FSR* se ve reducido a 95 GHz.

En concreto se han implementado dos códigos diferentes en cada *SSFBG*, equivalente a la implementación de dos *SSFBG*. La distancia espectral entre el centro de ambas respuestas espectrales se ha definido como 2 veces el *FSR* (190 GHz) para evitar interferencias dentro de la banda principal de cada código y obteniendo una banda de guarda de un valor igual al *FSR* de los códigos (95 GHz) entre ambos. Para obtener este resultado pero en un único dispositivo, lo que se propone es fabricar ambas redes de difracción en una misma fibra sin que exista superposición física entre ellas.

Adicionalmente, las *SSFBGs* se diseñarán para ser de alta reflectividad siguiendo la metodología planteada en [9–11]. El diseño y fabricación de redes de difracción de alta reflectividad varía con respecto a las redes de difracción de baja reflectividad, debido a que al aumentar la fuerza de las sub-redes por las que está compuesta, se producen dos efectos: la aparición de múltiples reflexiones entre cada una de las sub-redes implementadas y el desbalanceo en potencia de cada una de las contribuciones en cada una de ellas, lo que distorsiona la respuesta impulsiva y deteriora la capacidad de de/codificación.

Como se desarrolló en el Capítulo 2, las redes de difracción se definen a través de (4.17) que es el coeficiente de acoplamiento complejo o  $q(z)$ , que es proporcional a la variación del índice de refracción  $\Delta n(z)$ .

Donde  $\phi(z)$  contiene los cambios de fase dependiendo de la palabra código implementada y la constante de acoplo se define como  $\kappa(z)$ , que se corresponde con el comportamiento en módulo ( $|q(z)|$ ), debe ser constante para obtener los resultados más favorables en el proceso de de/codificación. En el régimen de baja reflectividad, dada la palabra código objetivo, ésta puede ser mapeada directamente sobre la  $q(z)$ , mediante la expresión (4.18) y (4.19) descrita en [10].

$$q(z) = \kappa(z) \cdot e^{j\phi(z)} \quad (4.17)$$

$$r(\delta) = -\frac{1}{2} \int_0^\infty q^* \left( \frac{z}{2} \right) \cdot e^{i\delta z} dz \quad (4.18)$$

$$-\frac{1}{2} \cdot q^* \left( \frac{z}{2} \right) = \int_{-\infty}^\infty r(\delta) \cdot e^{-i\delta z} d\delta \quad (4.19)$$

Aplicando las relaciones de *Fourier* se obtiene la dependencia directa del coeficiente complejo de acoplo con la respuesta impulsiva escalada convenientemente (4.20). Sin embargo, conforme la reflectividad aumenta, las relaciones de *Fourier* dejan de ser válidas, debido al efecto de las múltiples reflexiones y hay que recurrir a algoritmos de sintetización para obtener la función  $q(z)$  que proporcione la reflectividad y respuesta impulsiva objetivo.

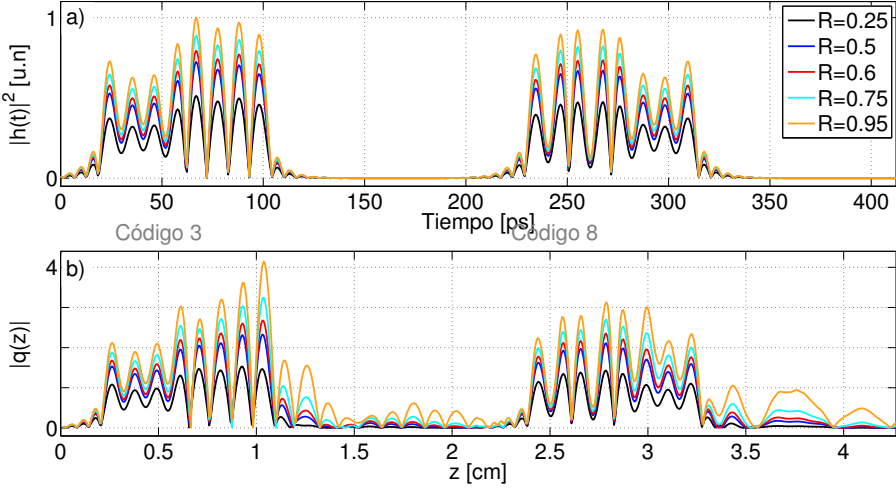
En la Figura 4.11 se puede ver el resultado del incremento de la reflectividad, obteniendo un nivel de señal codificada superior (Figura 4.11a) y el resultado de la sintetización que proporciona el perfil necesario de  $|q(z)|$  a fabricar para obtener dicho resultado (Figura 4.11b), en [12] se presenta la fabricación en alta reflectividad empleando la traslación directa de la respuesta  $q(z)$  objetivo. El resultado es una degradación de la respuesta temporal del dispositivo, más acentuada tanto en



cuanto el índice de refracción ( $\Delta n_0$ ) aumenta.

$$h(t) \propto \mathcal{TF}[r(\delta)] \quad (4.20)$$

$$q(z) \propto h(t) \quad (4.21)$$



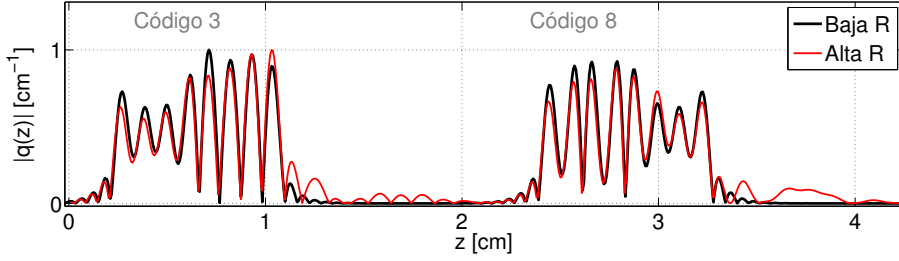
**Figura 4.11:** Incremento de la reflectividad para los dispositivos MC-MB. a) Efecto en la respuesta temporal objetivo. b) Función  $|q(z)|$  a fabricar para las distintas reflectividades.

Para los dispositivos MC-MB se ha definido una reflectividad de pico máxima de 0.6 (60 %) para asegurar la convergencia del método de síntesis. En la Figura 4.12 se muestra la función  $|q(z)|$  para obtener la respuesta espectral objetivo, tanto para el caso de baja reflectividad en color negro, como en el caso de alta reflectividad, en color rojo, ambas normalizadas en amplitud para mejor visualización.

Como se puede apreciar, la función  $|q(z)|$  de alta reflectividad presenta notables diferencias con respecto a la de baja reflectividad, que se observan tanto en la modificación de la amplitud (y fase) requerida en cada *chip* a fin de compensar la pérdida de potencia de las múltiples reflexiones, así como en el incremento en el tamaño del perfil sintetizado para compensar incluso aquellas contribuciones que caen fuera de la respuesta temporal.

Otra peculiaridad propia de los dispositivos en alta reflectividad es la sensibilidad al puerto de entrada. La función sintetizada  $q(z)$  se obtiene en función del código y del extremo de inicio de la sintetización, debido a lo cual, los dispositivos multi-banda multi-código en alta reflectividad podrán ser utilizados únicamente como codificador o decodificador dependiendo del diseño, a diferencia de los dispositivos implementados en baja reflectividad, los cuales pueden ser utilizados por ambos de sus extremos.

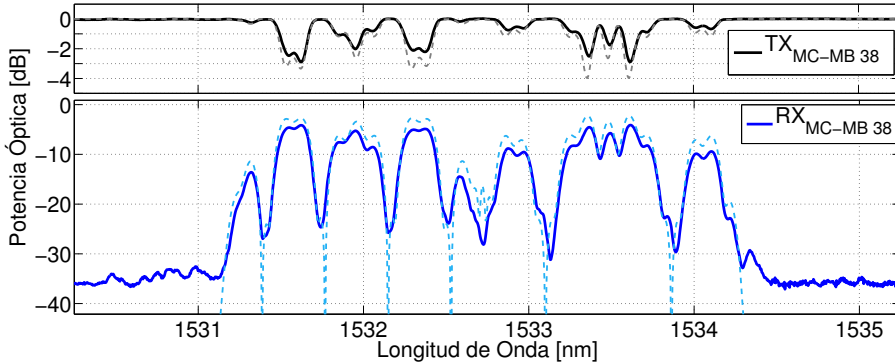
En el dominio temporal, será necesario separar las respuestas temporales de cada uno de los códigos para poder discernir apropiadamente las palabras código y los



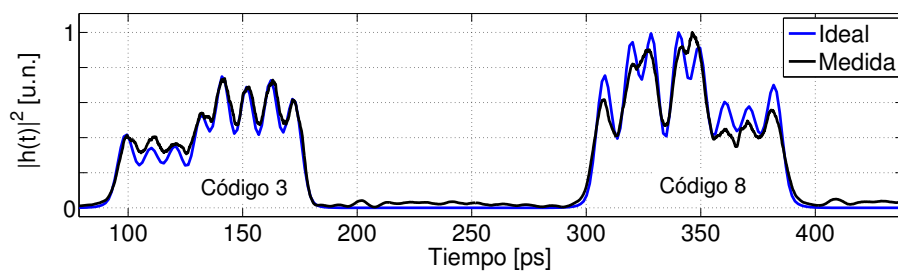
**Figura 4.12:** Función  $|q(z)|$  de los dispositivos MC-MB para baja (negro) y alta reflectividad (rojo).

resultados de de/codificación (*ACP* y *XC*). Por ello, las respuestas impulsivas propias se han separado temporalmente  $2.5 \cdot N \cdot t_{ch} \approx 210$  ps, equivalente al desplazamiento espacial que se representa en la Figura 4.12.

El resultado de la fabricación de dispositivos MC-MB se muestra en la Figura 4.13, medidas en transmisión y reflexión correspondiente al dispositivo teórico presentado con códigos 3 y 8, en línea continua, junto con la respuesta teórica ideal en línea discontinua presentada anteriormente en la Figura 4.10. Así mismo, en la Figura 5.13 se muestran el resultado de la medida temporal del dispositivo (negra), utilizando una fuente pulsada (*MLL*) con una tasa de repetición de 10 Gp/s diezmada y capturada mediante un osciloscopio digital (*DSA*) con una ancho de banda eléctrico de 80 GHz. En la misma gráfica se muestra el resultado teórico ideal del proceso de codificación temporal teniendo en cuenta la fuente utilizada (*MLL*) y el ancho de banda eléctrico del *DSA*.



**Figura 4.13:** Respuesta espectral en transmisión y reflexión del dispositivo MC-MB de códigos 3 y 8. Resultados experimentales en línea continua y resultado simulado ideal en línea discontinua.

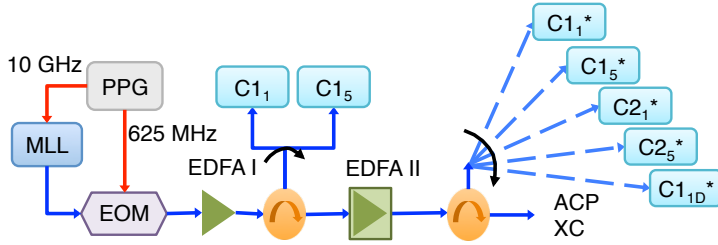


**Figura 4.14:** Respuesta temporal ideal y medida para el dispositivo MC-MB de códigos 3 y 8.



#### 4.4 Proceso de codificación y decodificación.

Para verificar el correcto funcionamiento de los dispositivos fabricados, se propone el sistema mostrado en la Figura 4.15, a fin de completar la codificación y decodificación de los pulsos.



**Figura 4.15:** Esquemático del sistema de verificación de los dispositivos de envoltente plana.

Tal y como se propone en [5, 13], se utiliza una fuente ancha sintonizable (*MLL-Mode Locked Laser*) con una tasa de repetición de 10 GHz. Mediante el modulador se reduce la tasa a 625 MHz, para evitar interferencias y solapamientos en las señales temporales. El ancho del pulso de entrada se ha estimado en 3.3 ps.

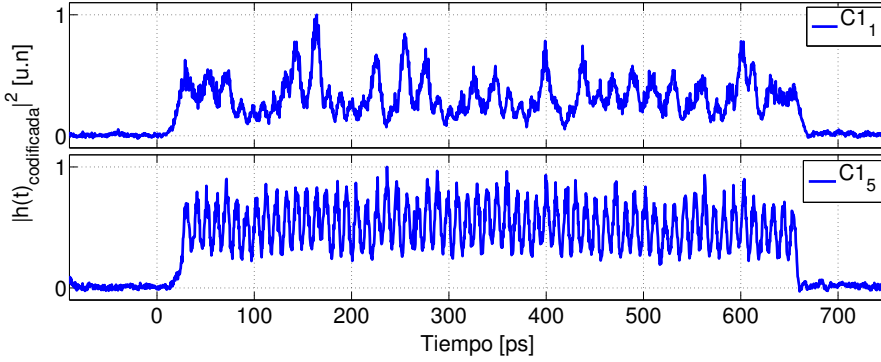
La Figura 4.16 muestra las señales transmitidas por ambos dispositivos  $C1_1$  y  $C1_5$ , capturadas a través de un osciloscopio de muestreo (*DSA*) con un ancho de banda de 80 GHz. Se observa la misma duración total de ambas señales ( $63 \text{ chips} \times 10 \text{ ps} = 630 \text{ ps}$ ).

Sin embargo, la envoltente temporal de ambas señales es bastante diferente, consecuencia de los diferentes anchos de banda de cada dispositivo. A mayor ancho de banda el pulso estrecho de entrada se ve menos afectado manteniendo su anchura temporal y es posible discernir cada uno de los *chips* de la respuesta temporal del dispositivo, sin que la interferencia entre los múltiples *chips* distorsione la envoltente, como sucede al reducir el ancho de banda del dispositivo. El ancho efectivo del pulso de entrada se reduce y la respuesta temporal visible se ve modificada por el efecto de la interferencia múltiple de los *chips* que lo conforman pero que como se verá no afecta a la capacidad de codificación.

A sendas señales hay que añadirles el efecto de filtrado del osciloscopio de muestreo, con su equivalente temporal de aproximadamente 8.5 ps.

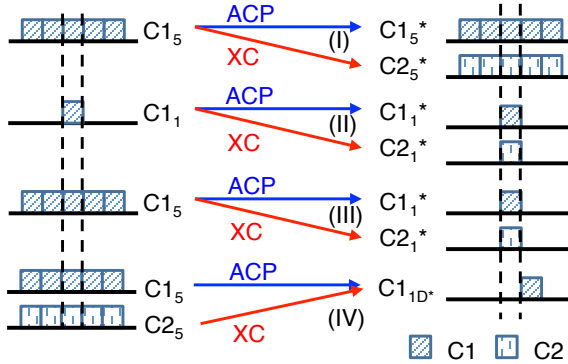
Todos los dispositivos se encuentran en cajas de estabilización térmica y se dispone de dos amplificadores, el primero de ganancia fija, y el segundo de ganancia variable, para compensar las pérdidas de inserción.

La Figura 4.17 muestra las posibles conexiones para la obtención de las señales de *ACP* y *XC*. Para todas las medidas realizadas se ha fijado la potencia óptica media de la señal codificada mediante el amplificador variable para asegurar las mismas condiciones de trabajo. Además de los codificadores y decodificadores presentados, se utiliza un decodificador denominado  $C1_{1D}^*$ , que es equivalente al



**Figura 4.16:** Señales temporales de los dispositivos de envolvente plana fabricados.

decodificador  $C1_1^*$ , pero desplazado 0.3 nm de la longitud de onda central de los demás dispositivos, tal y como se presenta en la Figura 4.20.

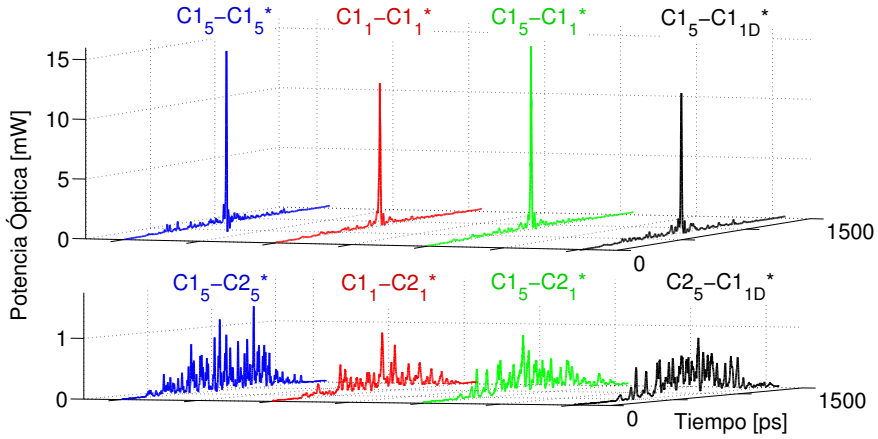


**Figura 4.17:** Combinaciones de medidas realizadas.

El primer codificador  $C1_5$ , tiene una capacidad de 5 canales *WDM* e implementa el código 1. Al decodificar con el dispositivo correspondiente ( $C1_5^*$ ), se produce la reconstrucción del pulso de entrada, obteniendo la señal de *ACP* y si se utiliza el  $C2_5^*$ , se obtendrá la señal de *XC* (caso I del esquema), y de manera equidistante para los casos II al IV. El conjunto de señales de *ACP* y *XC* obtenidas se muestran en la Figura 4.18, cuya nomenclatura va acorde con el esquema de la Figura 4.17.

La combinación II, utilizando como codificador  $C1_1$  y como decodificadores  $C1_1^*$  y  $C2_1^*$ , se corresponde con una configuración punto a punto, donde únicamente se utiliza un canal. En las configuraciones III y IV, se utiliza el codificador  $C1_5$  con los decodificadores  $C1_1^*$  y  $C2_1^*$  y  $C1_{1D}^*$  (desplazado al canal adyacente mediante temperatura), que sería equivalente a una configuración punto a multi-punto, utilizando dos banda diferentes en el extremo decodificador.

Las señales resultado de *ACP* y *XC* se han obtenido mediante un osciloscopio de



**Figura 4.18:** Señales de *ACP* y *XC* obtenidas para las diferentes opciones utilizando dispositivos con anchos de banda de 1 y 5 canales.

muestreo con un valor de *average* de 16, para reducir el ruido térmico y *ASE*, sin distorsionar las señales de *ACP* y *XC*.

De la Figura 4.18 se extrae un ratio *ACP/XC*, que para todos los dispositivos presenta un valor mayor a 10, verificando su buen comportamiento y capacidad de codificación en configuraciones punto a punto y punto a multi-punto.

#### 4.4.1 Resultados.

Mediante la compensación de la envolvente de fabricación no sólo es posible obtener dispositivos más eficientes en potencia, sino que, como se ha visto, también es posible añadir la capacidad de filtrado a sus cualidades.

Este filtrado debido a los abruptos flancos de la envolvente definida como una ventana rectangular implica un importante rechazo de las interferencias de usuarios de canales adyacentes pudiendo así aumentar la compactación espectral.

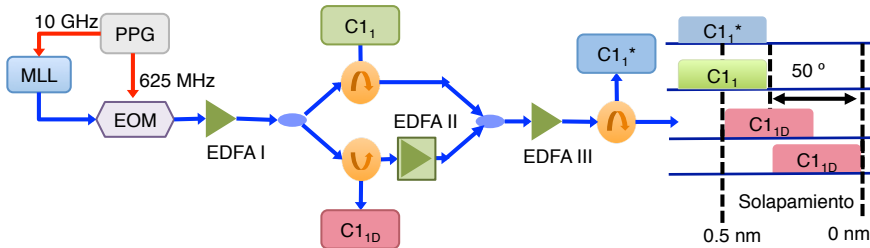
En [3] se ha llevado a cabo un estudio de las propiedades adicionales de los dispositivos de envolvente rectangular plana, obteniendo mejoras sustanciales en cuanto a interferencias de *crosstalk* y una mayor eficiencia en el reparto espectral en comparación con las anteriores propuestas en la fabricación de dispositivos de/codificadores basados en *SSFBGs* más simples [2, 5, 14].

### Crosstalk

De los resultados obtenidos en los apartados anteriores, se ha visto que los flancos obtenidos en los límites del ancho de banda del dispositivo presentan una supresión de señales adyacentes de más de 25 dB.

En el esquema de la Figura 4.19 se muestra el setup del experimento realizado para las diferentes medidas de *crosstalk*. Se utiliza la misma fuente que en experimento anterior, pero esta vez, la señal de entrada se dividirá mediante un divisor de potencia para poder codificar simultáneamente en los dispositivos  $C1_1$  y  $C1_{1D}$ .

El procedimiento de medida se basa en ir desplazando espectralmente el dispositivo  $C1_{1D}^*$  hasta posicionarlo en la banda adyacente al canal ocupado por el dispositivo  $C1_1$  e ir verificando las señales interferentes obtenidas.



**Figura 4.19:** Esquema de medida de la interferencia de *crosstalk* en función de la separación de los canales utilizando variación térmica.

La posición espectral inicial y final de los dispositivos se representa a la derecha del esquema del *setup* utilizado. Las medidas de las respuestas espectrales de los dispositivos  $C1_1$  y  $C1_1^*$ , y en la posición inicial y final del  $C1_{1D}^*$ , puede verse en la Figura 4.20.

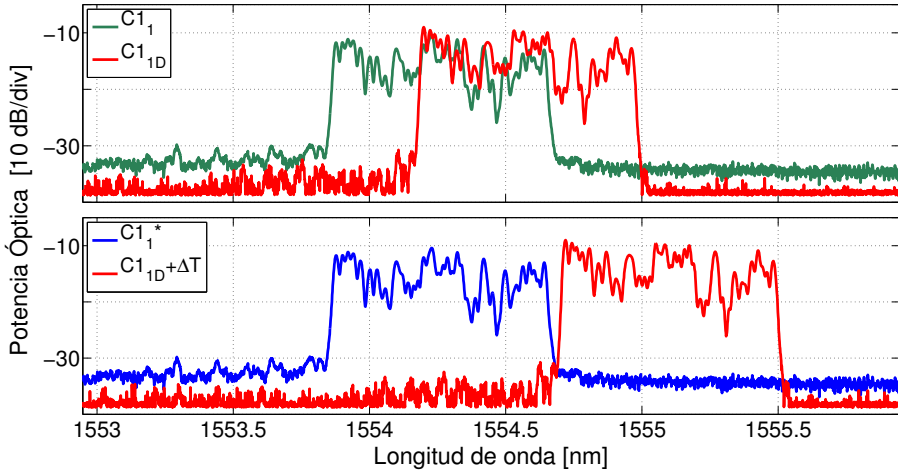
El amplificador óptico variable que se ha posicionado a la salida del codificador  $C1_{1D}^*$ , se utiliza para equiparar las potencias de las señales codificadas de ambos dispositivos. En la Figura 4.21 se representan los datos obtenidos para los diferentes valores de potencia media obtenidos en el proceso de cod/decodificación. En horizontal se representa el espaciado entre los centro de los dispositivos. La primera muestra es para un espaciado de 0 nm, el *ACP* se obtiene cuando se utiliza la combinación con  $C1_1$  -  $C1_1^*$  y la *XC*, se obtiene utilizando los mismos dispositivos pero cambiando el puerto de acceso en uno de ellos, obteniendo  $C1_1$  -  $C1_1$ . Para los demás datos la interferencia proviene del dispositivo  $C1_{1D}^*$ .

Se aprecia como disminuye la potencia media medida conforme el dispositivo  $C1_{1D}^*$  se desplaza espectralmente, llegando a desaparecer la interferencia cuando el dispositivo está posicionado justo en el canal adyacente.

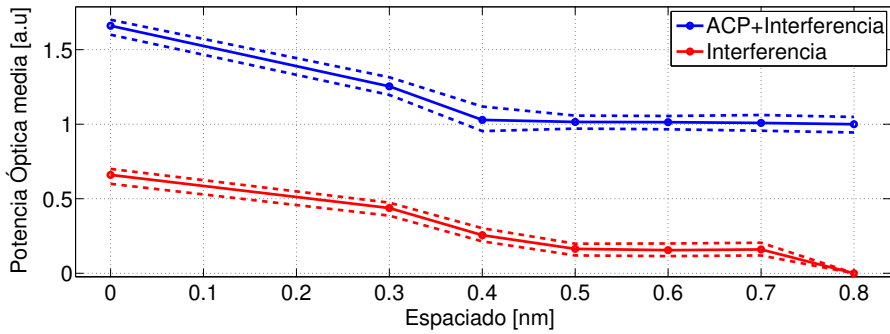
En la Figura 4.22 se muestran las señales propias de *ACP* e Interferencia obtenidas en los diferentes casos estudiados.

El pico máximo de la señal de *ACP*, como era de esperar, permanece constante y no se ve afectado por el desplazamiento espectral de la señal interferente, afectan-





**Figura 4.20:** Espectros de los dispositivos utilizados para la medida de *ACP*, *XC* e interferencia de *Crosstalk*.

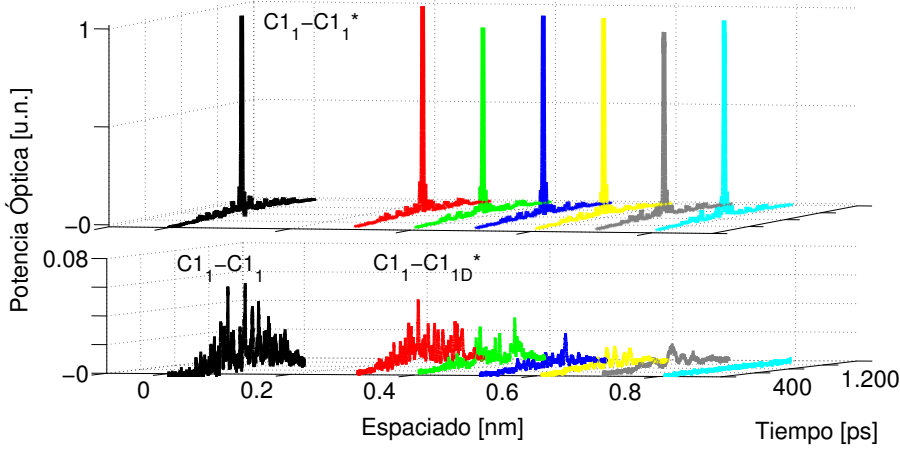


**Figura 4.21:** Potencia óptica media para la señal de *ACP* y la de *Crosstalk* en función de la separación entre canales.

do ésta únicamente a la potencia media total obtenida.

La señal interferente, al igual que en la potencia media, decrece conforme se aumenta el espaciado entre los centros de los dispositivos desapareciendo su contribución cuando el espaciado es de 0.8 nm (1 *FSR*).

De los resultados obtenidos, se concluye que si se implementan dispositivos con envolvente rectangular y flancos abruptos, la interferencia de canales adyacentes es despreciable.



**Figura 4.22:** Señales de ACP, XC e interferencia de Crosstalk en función de la separación entre canales.

### *Eficiencia espectral*

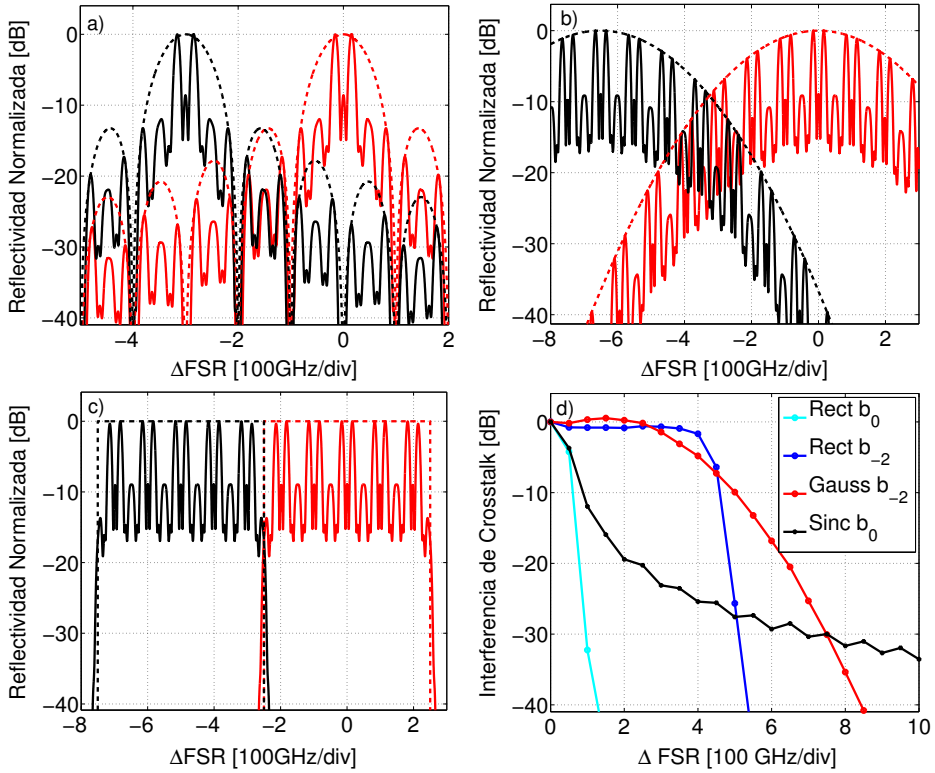
En general en la literatura, los trabajos presentados [1, 14, 16] se han centrado en el estudio del *crosstalk* de manera aislada, obviando el compromiso *crosstalk-eficiencia espectral*. Entendiendo como eficiencia espectral,  $\frac{\text{ancho de banda del dispositivo}}{\text{ancho de banda total entre dos dispositivos}}$ .

En función de la característica espectral del dispositivo es necesario una separación espectral diferente entre dispositivos utilizados para cumplir con los criterios de nivel de *crosstalk* disminuyendo por lo tanto la *eficiencia espectral*. En [14], se utiliza una técnica de fabricación que fija la envolvente final de tipo *sinc*, consiguiendo una eficiencia de 0.5 con un nivel de *crosstalk* algo mayor a -20 dB.

En la Figura 4.23 a, b y c, se muestran las diferentes envolventes que se pueden obtener variando el proceso de fabricación de las *SSFBGs*. La gráfica a) equivale a un grabado continuo [17] en el proceso de fabricación, obteniendo una envolvente tipo *sinc*, en b) limitando el grabado de cada uno de los *chips* [5] presentado en el Capítulo 3, se obtiene la envolvente Gaussiana, y en c) los dispositivos de envolvente plana propuestos en este capítulo [4].

Los tres casos mostrados, muestran un mismo código de 16 *chips* con un FSR de 100 GHz pero con diferente número de canales disponibles. El caso a) implementa una única banda, en el caso b) el dispositivo tiene 4 bandas con una pérdida de potencia menor a 4 dB (nomenclatura  $[b_{-2} b_{-1} b_1 b_2]$ ), y en el caso c) tenemos un dispositivo con 5 bandas sin pérdida de potencia entre bandas (nomenclatura  $[b_{-2} b_{-1} b_0 b_1 b_2]$ ).

En la Figura 4.23d, se muestra una simulación del nivel de *crosstalk* (potencia total integrada debido al solapamiento espectral) de cada uno de los dispositivos en función del espaciado entre el centro espectral de los dispositivos y adicionalmente,



**Figura 4.23:** Espaciado espectral necesario para los diferentes dispositivos para obtener un nivel de *Crosstalk* por debajo de 25 dB: a) *Sinc* b) Gaussiana, c) Rectangular. d) Interferencia en función de la separación espectral (FSR=100GHz) de la banda más afectada.

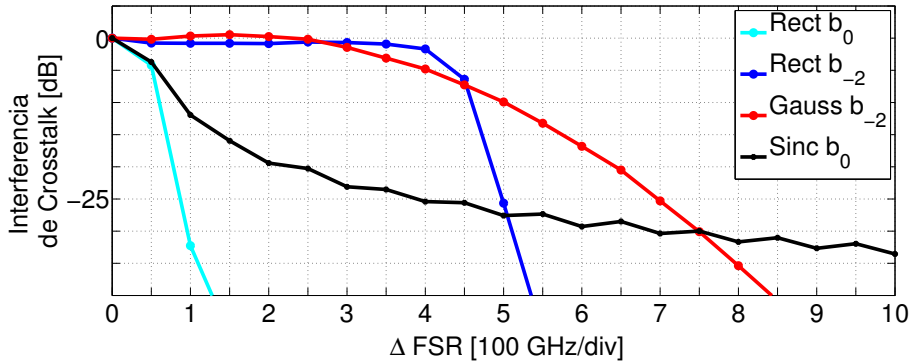
el caso de un único canal para dispositivos de envolvente plana.

Para ser estrictos en la baremación del *crosstalk*, se ha tomado siempre los canales que reciben mayor interferencia en función de la envolvente y del ancho de banda del dispositivo. En el caso de los dispositivos con una única banda, se toma la banda central ( $b_0$ ) para la medida de la interferencia de *crosstalk*, siendo el caso de un único canal de envolvente plana (Rect  $b_0$ ) y del dispositivo con grabado continuo de una única banda (Sinc  $b_0$ ). En las demás opciones, se toma el canal más exterior  $b_{-2}$  o  $b_2$ .

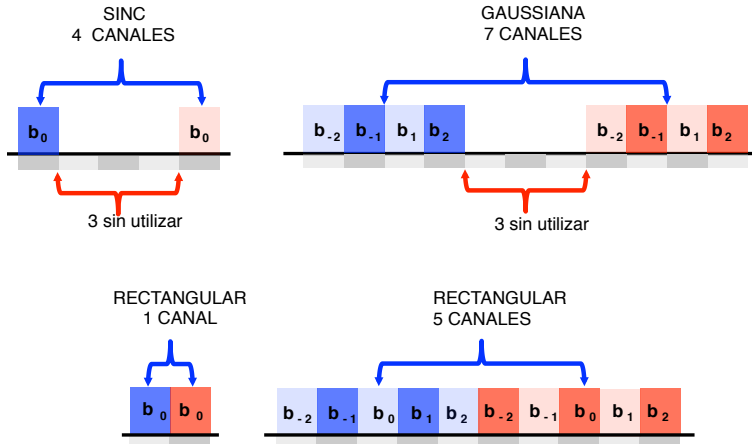
Si fijamos el nivel de *crosstalk* máximo en 25 dB (nivel de rechazo de los dispositivos propuestos) (Figura 4.24), puede resolverse la eficiencia espectral ( $S$ ) de cada uno de los dispositivos bajo estudio. Un ejemplo gráfico de la eficiencia se presenta en los esquemas de la Figura 4.25.

Para los dispositivos tipo *Sinc* de un único canal, se necesita una separación 4 FSR, con lo que obtendríamos una eficiencia de 1 canal disponible y 3 de separación: 1/4. Para los *Gaussianos*, necesitaríamos una separación de 7 FSR, utilizando

4 canales y dejando 3 libres hasta el siguiente dispositivo, por tanto, se obtiene un ratio: 4/7. Finalmente, para los dispositivos con envolvente plana, tendríamos una eficiencia igual a 1/1, ya que debido a los flancos abruptos podrían ser posicionados en canales adyacentes con un crosstalk de 25 dB.



**Figura 4.24:** Interferencia en función de la separación espectral (FSR=100GHz) de la banda más afectada para los diferentes dispositivos bajo estudio.



**Figura 4.25:** Canales espectrales utilizados y espaciado necesario para mínimo *crosstalk* entre los dispositivos estudiados tipo *Sinc*, *Gaussiano* y *Rectangular*.

## 4.5 Conclusiones.

En este capítulo se han presentado dispositivos basados en *SSFBGs* para su utilización en sistemas *OCDMA* Coherente, que poseen una envolvente plana y flancos espectrales abruptos (*roll-off*) de 5 dB/GHz.

Se ha comenzado por el desarrollo teórico y simulaciones que respaldan la propuesta de los nuevos dispositivos presentados, y se ha desarrollado la modificación en el proceso de fabricación estándar en régimen de baja reflectividad para su correcta fabricación.

En la misma línea, se ha presentado la extensión del concepto de dispositivos con envolvente plana, para la obtención de dispositivos multi-banda y multi-código.

Posteriormente, se han mostrado los resultados de los dispositivos fabricados para dispositivos de código único, de un único código, y los resultados obtenidos con dispositivos de diferentes anchos de banda (1 *FSR* y 5 *FSR*), verificando su similitud con el modelado teórico y mostrando la verificación del proceso de codificación y decodificación.

El objetivo alcanzado ha sido la ecualización de la envolvente *Gaussiana* debida al láser *UV* empleado en el proceso de fabricación, que además supone la obtención de unos flancos abruptos que modifican la respuesta de la envolvente obteniendo el equivalente a una envolvente cuadrada, subsanando las pérdidas de potencia debidas a la envolvente *Gaussiana* final.

Estos dispositivos, presentan además un comportamiento excelente ante las interferencias de *crosstalk* de los canales adyacentes, que permite un nivel de compactación espectral superior, proporcionando una división espectral completamente eficiente.

Debido a los buenos resultados que se han obtenido de la modificación de la envolvente final mediante diseño previo de los dispositivos, se abre otra posibilidad que puede resultar de interés en aplicaciones de sistemas *OCDMA*. En general, en este tipo de sistemas, se tiende a utilizar como fuente emisora: o bien, láseres de gran ancho espectral u otros más simples, económicos y de menor ancho espectral, como los láseres *DFB* (*Distributed Feedback Laser*). En este aspecto, existe la posibilidad de plantear de manera equivalente, dispositivos que ecualicen no sólo el proceso de fabricación sino también la envolvente de la fuente utilizada, compensando simultáneamente pérdidas de potencia por fabricación y las debidas a la fuente emisora.



---

# Bibliografía

- [1] X. Wang, N. Wada, T. Miyazaki, G. Cincotti, and K. ichi Kitayama, “Field Trial of 3-WDM x 10-OCDDMA x 10.71-Gb/s Asynchronous WDM/DPSK-OCDDMA Using Hybrid E/D Without FEC and Optical Thresholding,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 25, pp. 207–215, January 2007.
- [2] P. Teh, M. Ibsen, J. Lee, P. Petropoulos, and D. Richardson, “Demonstration of a four-channel WDM/OCDDMA system using 255-chip 320-Gchip/s quaternary phase coding gratings,” *Photonics Technology Letters, IEEE*, vol. 14, pp. 227–229, February 2002.
- [3] R. Banos, D. Pastor, V. Garcia-Munoz, and W. Amaya, “Spectral efficiency in WDM-OCDDMA Coherent Direct Sequence encoder/decoder devices based on fiber Bragg gratings,” in *15th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON), 2013*, pp. 1–4, 2013.
- [4] V. Garcia-Munoz, J. Domenech, R. Banos, W. Amaya, and D. Pastor, “Design equations of flat top Super Structured Fibre Bragg Gratings for WDM-coherent direct sequence OCDDMA,” in *14th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON), 2012*, pp. 1–4, June 2012.
- [5] W. Amaya, D. Pastor, R. Banos, and V. Garcia-Munoz, “WDM-Coherent OCDDMA over one single device based on short chip Super structured fiber Bragg gratings,” *Opt. Express*, vol. 19, pp. 24627–24637, November 2011.
- [6] H. Fathallah, L. Rusch, and S. LaRochelle, “Passive optical fast frequency-hop CDMA communications system,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 17, pp. 397–405, March 1999.
- [7] H. Storøy, H. E. Engan, B. Sahlgren, and R. Stubbe, “Position weighting of fiber Bragg gratings for bandpass filtering,” *Opt. Lett.*, vol. 22, pp. 784–786, June 1997.
- [8] R. Banos, D. Pastor, and D. Domenech, “Code-Tunable Direct Sequence Coherent OCDDMA device based on Silicon on Insulator,” in *15th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON), 2013*, pp. 1–4, 2013.

- [9] W. Xu, N. Akihiko, and K. K. Ichi, "Improvement of the Coding Performance of SSFBG En/Decoder by Apodization Technique," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 43, pp. 247–250, 2004.
- [10] J. Skaar, *Synthesis and characterization of fiber Bragg gratings*. PhD dissertation, The Norwegian University of Science and Technology, 2000.
- [11] D. Pastor, W. Amaya, and R. Garcia-Olcina, "Design of high reflectivity superstructured FBG for coherent OCDMA employing synthesis approach," *Electronics Letters*, vol. 43, no. 15, pp. 824–825, 2007.
- [12] X. Wang, K. Matsushima, A. Nishiki, N. Wada, and K. ichi Kitayama, "High reflectivity superstructured FBG for coherent optical code generation and recognition," *Opt. Express*, vol. 12, pp. 5457–5468, November 2004.
- [13] R. Banos, V. Garcia-Munoz, D. Pastor, and W. Amaya, "Rectangular Global Envelope Super Structured FBGs for Multiband Coherent OCDMA," *Photonics Technology Letters, IEEE*, vol. 25, no. 5, pp. 512–514, 2013.
- [14] K. Kitayama, X. Wang, and N. Wada, "OCDMA over WDM PON-solution path to gigabit-symmetric FTTH," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 24, pp. 1654–1662, April 2006.
- [15] R. Matsumoto, T. Kodama, S. Shimizu, R. Nomura, K. Omichi, N. Wada, and K.-I. Kitayama, "40G-OCDMA-PON System With an Asymmetric Structure Using a Single Multi-Port and Sampled SSFBG Encoder/Decoders," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 32, pp. 1132–1143, March 2014.
- [16] P. Teh, M. Ibsen, L. Fu, J. Lee, Z. Yusoff, and D. Richardson, "A 16-channel OCDMA system (4 OCDM x 4 WDM) based on 16-chip, 20 Gchip/s superstructure fibre Bragg gratings and DFB fibre laser transmitters," in *Optical Fiber Communication Conference and Exhibit, 2002. OFC 2002*, pp. 600–601, 17-22 Mar 2002.
- [17] X. Wang, N. Wada, G. Cincotti, T. Miyazaki, and K. Kitayama, "Demonstration of over 128-gb/s-capacity (12-User/spl times/10.71-gb/s/user) asynchronous OCDMA using FEC and AWG-based multiport optical encoder/decoders," *Photonics Technology Letters, IEEE*, vol. 18, pp. 1603–1605, August. 2006.



---

## Capítulo 5

# Codificadores Ópticos Coherentes Compensadores de la dispersión.

### 5.1 Introducción.

En capítulos anteriores, se ha centrado la atención en la característica espectral de los dispositivos fabricados, eludiendo otro de los aspectos más críticos en los sistemas *OCDMA* Coherentes [1], como es la dispersión cromática.

En el proceso de codificación/decodificación, si se quiere obtener la máxima capacidad del sistema, se requiere el empleo de pulsos ópticos muy estrechos ( $< t_{ch}$ ). Este tipo de señales, al ser transmitidas por la fibra, incluso en distancias cortas [2, 3], se ven muy afectadas por el efecto de la dispersión cromática [4], definida mediante las siglas *GVD*, provenientes del inglés *Group Velocity Dispersion*.

Solventar la dispersión cromática presente este tipo de sistemas, se ha abordado con diferentes propuestas. Una primera y simple aproximación al problema, es el uso de dispositivos compensadores de la dispersión, éstos pueden ser implementados tanto en fibra, utilizando fibra compensadora de la dispersión cromática (DCF) [3], o utilizando dispositivos basados en FBGs (LCFBG - Linearly Chirped Fiber Bragg Gratings) [5–7] e incluso dispositivos en tecnología integrada [8], pudiendo compensarse diferentes cantidades de dispersión cromática bien de manera fija o variable/sintonizable [9, 10]. Sin embargo, el hecho de añadir un dispositivos adicional introduce pérdidas de inserción añadidas y eleva la complejidad del sistema.

Otra de las alternativas propuestas para eliminar el efecto de la dispersión cromática en los sistemas *OCDMA*, es la implementación de dispositivos codificadores/decodificadores que además sean capaces de compensar la dispersión cromática, obteniendo dispositivos con doble funcionalidad. Esta opción fue propuesta teóricamente en [11].

En este capítulo se desarrolla la base teórica de los dispositivos *CDS-OCDMA* compensadores de la dispersión, y se muestran los resultados experimentales obtenidos [12, 13], proponiéndose modificaciones en el diseño, a fin de obtener dispositivos multicomensadores de la dispersión [14], incrementando la versatilidad y funcionalidad de los mismos.

## 5.2 Diseño y fabricación de los dispositivos *CDS-OCDMA* compensadores de la dispersión.

### 5.2.1 Formulación teórica.

La dispersión cromática debida a la transmisión de las señales ópticas a través de la fibra [15], se representa como  $H_{fibra}(\omega)$ , cuya expresión teórica se expresa en la ecuación (5.1) donde  $z$  es la variable definida para la distancia recorrida y  $\beta$  la constante de propagación dependiente de la pulsación  $\omega$ .

$$H_{fibra}(\omega) = e^{-j \cdot \beta(\omega) \cdot z} \quad (5.1)$$

Su desarrollo en series de *Taylor* alrededor del punto de trabajo ( $\omega_0$ ), obtenemos (5.2):

$$\begin{aligned} \beta(\omega) &= \beta(\omega_0) + \left. \frac{\delta\beta}{\delta\omega} \right|_{\omega_0} \cdot (\omega - \omega_0) + \\ &\quad + \frac{1}{2} \cdot \left. \frac{\delta^2\beta}{\delta\omega^2} \right|_{\omega_0} \cdot (\omega - \omega_0)^2 + \frac{1}{6} \cdot \left. \frac{\delta^3\beta}{\delta\omega^3} \right|_{\omega_0} \cdot (\omega - \omega_0)^3 + \dots \\ \beta(\omega) &= \beta(\omega_0) + \beta_1 \cdot (\omega - \omega_0) + \\ &\quad + \frac{1}{2} \cdot \beta_2 \cdot (\omega - \omega_0)^2 + \frac{1}{6} \cdot \beta_3 \cdot (\omega - \omega_0)^3 + \dots \end{aligned} \quad (5.2)$$

$\beta(\omega_0)$  y  $\beta_1$ , son los parámetros que modelan el caso ideal, en el cual la fase tiene un comportamiento lineal, con retardo de grupo por unidad de longitud constante, mientras que  $\beta_2$  y  $\beta_3$  son los términos dispersivos.

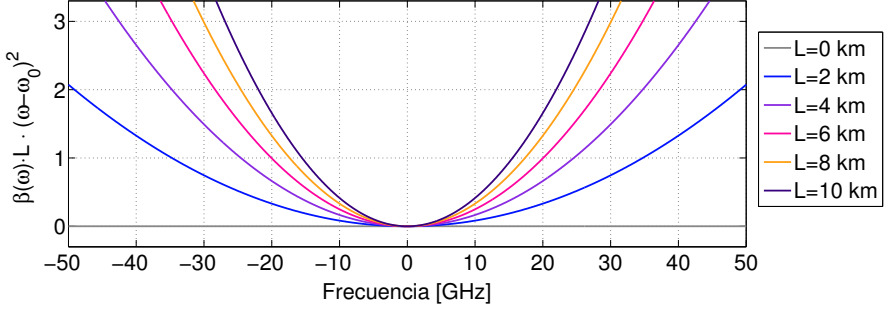
En tercera ventana, se dan las condiciones de  $\beta_2 \neq 0$  y  $\beta_2 \gg \beta_3$ , por lo que el parámetro  $\beta_3$  puede ser despreciado y el parámetro de dispersión  $D$  puede expresarse como (5.3) con valores típicos de  $\beta_2 = -21.94 \text{ ps}^2/\text{km}$  y  $D = 17 \text{ ps/nm} \cdot \text{km}$ .

$$D = -\frac{2\pi c}{\lambda^2} \beta_2 \quad (5.3)$$

En la Figura 5.1 se representa el comportamiento del producto  $\beta(\omega) \cdot L \cdot (\omega - \omega_0)^2$ , para distintos valores de longitud recorrida, y el caso de fase lineal ( $L=0$ ).

Sin embargo, para definir completamente la dispersión presente en un sistema, es necesario definir las características de la señal que es transmitida.

Para ello, y suponiendo la transmisión de un pulso *Gaussiano* sin *chirp* se emplea



**Figura 5.1:** Representación de la fase aportada por el término dispersivo  $\beta(\omega) \cdot L \cdot (\omega - \omega_0)^2$ .

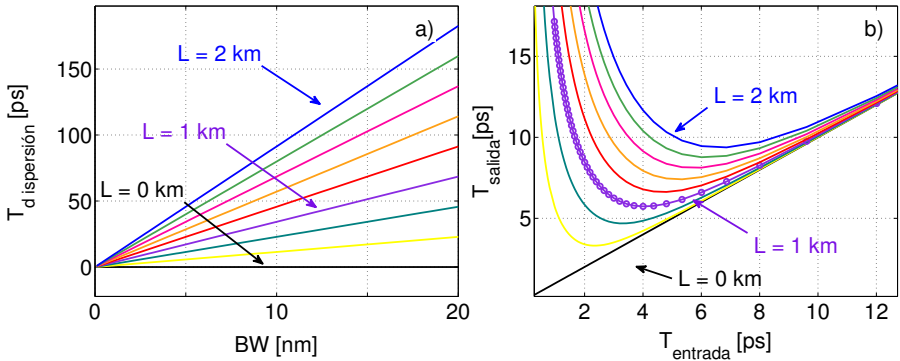
el producto  $(|D| \cdot BW \cdot L)$  [ps], siendo  $L$  la longitud recorrida en km y  $BW$  el ancho espectral de la señal óptica en nm. En (5.4) se define el ensanchamiento temporal de la señal de entrada debido a la dispersión presente en el sistema.

$$\sigma_{salida} = \sqrt{\sigma_{entrada}^2 + \sigma_{dispersión}^2} \quad (5.4)$$

$$\sigma_{dispersión} = \frac{|\beta_2| \cdot L}{\sigma_{entrada}} \quad (5.5)$$

$$\sigma \propto \text{Mitad de la anchura temporal a } 1/e \text{ del máximo}$$

La Figura 5.2a muestra el ancho temporal debido a la dispersión total en función del ancho de banda espectral de la señal de entrada (nm) y la longitud de fibra recorrida (5.5). En la Figura 5.2b, se muestra el comportamiento del ancho del pulso temporal de salida en función del ancho del pulso de entrada y la distancia recorrida (5.4).



**Figura 5.2:** Efecto de la transmisión por fibra de un pulso sin chirp.

Teniendo en cuenta el efecto de la dispersión  $H_{fibra}$ , como un proceso lineal junto con el propio proceso de codificación y decodificación, se obtiene (5.6):

$$\begin{aligned}
H_{total}(\omega) &= S_e(\omega) \cdot H_{Cod}(\omega) \cdot H_{fibra}(\omega) \cdot H_{Decod}(\omega) \\
H_{total}(\omega) &= S_e(\omega) \cdot H_{Cod}(\omega) \cdot \left[ e^{-j\frac{1}{2} \cdot \beta_2 L (\omega - \omega_0)^2} \right] \cdot H_{Decod}(\omega)
\end{aligned} \tag{5.6}$$

donde  $S_e$  representa la señal de entrada al codificador, definido por  $H_{Cod}$ , y el decodificador  $H_{Decod}$ . Temporalmente, la señal está definida como la convolución temporal de todas ellas (5.7).

$$s_{total}(t) = s_e(t) \otimes h_{Cod}(t) \otimes h_f(t) \otimes h_{Decod}(t) \tag{5.7}$$

Para compensar el efecto de la dispersión cromática ( $H_{fibra} - GVD$ ), es necesario disponer de un dispositivo que posea la respuesta conjugada a la dispersión total que se pretende compensar centrada en la frecuencia definida por  $\omega_0$  (5.8) y (5.9).

$$\begin{aligned}
H_{GVD-COMP}(\omega) &= H_{fibra}(\omega)^* \\
&= e^{j\frac{1}{2} \cdot \beta_2 L (\omega - \omega_0)^2}
\end{aligned} \tag{5.8}$$

$$\begin{aligned}
H_{total}^{Comp}(\omega) &= H_{total}(\omega) \cdot H_{GVD-COMP}(\omega) \\
&= S_e(\omega) \cdot H_{Cod}(\omega) \cdot \cancel{H_{fibra}(\omega)} \cdot \cancel{H_{fibra}(\omega)^*} \cdot H_{Decod}(\omega)
\end{aligned} \tag{5.9}$$

Este dispositivo compensador de la dispersión, puede ser insertado en cualquier punto del sistema o ser agrupado junto con el codificador (5.10) o en el decodificador (5.11).

$$\begin{aligned}
H_{total}^{Comp}(\omega) &= S_e(\omega) \cdot \textcolor{blue}{H^{Cod}(\omega)} \cdot H_{fibra}(\omega) \cdot \textcolor{red}{H^{Decod}(\omega)} \\
\textcolor{blue}{H^{Cod}(\omega)} &= H_{Cod}(\omega) \cdot H_{fibra}(\omega)^*
\end{aligned} \tag{5.10}$$

$$\textcolor{red}{H^{Decod}(\omega)} = H_{Decod}(\omega) \cdot H_{fibra}(\omega)^* \tag{5.11}$$

$$\tag{5.12}$$

Así como ser compartido entre ambos (5.13), tal y como se presenta en [13].

$$\textcolor{blue}{H^{Cod}(\omega)} = H_{Cod}(\omega) \cdot H_{fibra, L_A}(\omega)^* \tag{5.14}$$

$$\textcolor{red}{H^{Decod}(\omega)} = H_{Decod}(\omega) \cdot H_{fibra, L_B}(\omega)^* \tag{5.15}$$

$$L_{Total} = L_A + L_B$$

### 5.2.2 Dispositivos compensadores propuestos.

En [11–13] se propone la fabricación de dispositivos codificadores-decodificadores que adicionalmente al proceso de cod/decodificación, compensen una determinada longitud de fibra.

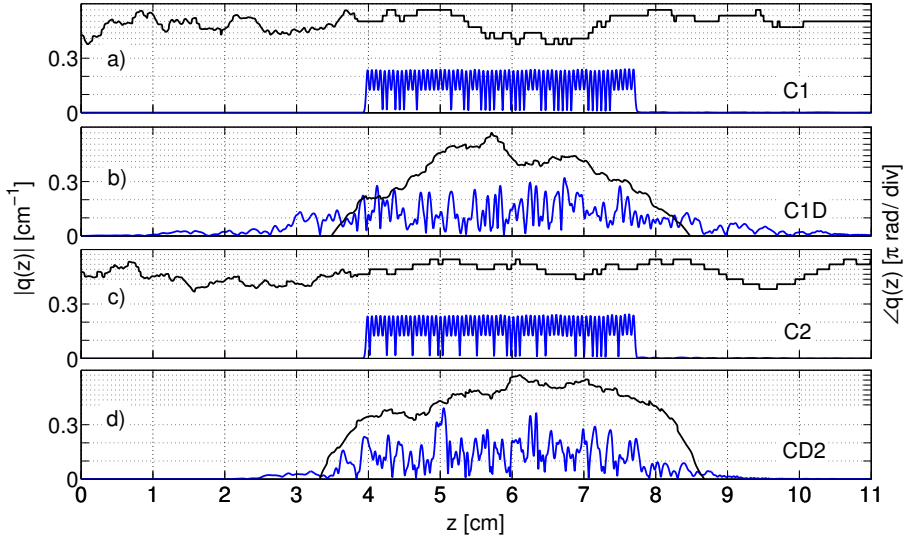
En (5.16) se expresa la función espectral y temporal teórica objetivo para compensar una determinada longitud de fibra ( $L$ ).

$$\begin{aligned} H_{Cod/Decod}^{Comp}(\omega) &= H_{Cod/Decod}(\omega) \cdot H_{GVD-COMP,L}(\omega) \\ h_{Cod/Decod}^{Comp}(t) &= h_{Cod/Decod}(t) \otimes h_{GVD-COMP,L}(t) \end{aligned} \quad (5.16)$$

En los dispositivos propuestos en este capítulo, al igual que en los anteriores, se ha utilizado una familia de códigos *Gold*, de 63 chips con cambios de fase bipolares, definiéndose el tiempo entre chips como  $t_{ch} = 5.8 \text{ ps}$  equivalente a un espaciado de 0.6 mm, dando lugar a un FSR (o FPR) aproximado de 175 GHz en tercera ventana.

En la Figura 5.3 se muestra el resultado del coeficiente de acoplamiento complejo  $q(z)$  objetivo en módulo y fase para diferentes dispositivos de baja reflectividad ( $\Delta n_0 = 10^{-5}$ ), no compensadores y compensadores de longitudes y códigos diferentes, resumidos en la Tabla 5.1.

Al ser definidos en baja reflectividad, la perturbación del índice  $q(z)$ , puede ser aproximada a la respuesta impulsiva del dispositivo  $h(t)$ .



**Figura 5.3:**  $q(z)$  teórica de los dispositivos a fabricar.

Cabe destacar que los valores de fase mostrados en la Figura 5.3 donde el valor de la constante de acoplo compleja tiende a cero (a y c) no son de interés ya que

representan un valor despreciable, siendo resultado de las relaciones matemáticas del proceso de síntesis en la obtención de  $q(z)$ . Así mismo, en las figuras b y d, aunque se ha acotado inferiormente la fase con el fin de una clara visualización, existirán valores de fase donde la amplitud posea valores no nulos.

| Etiqueta | Código | $GVD_{COMP}$ | $L_{eq}$ [km] | Longitud [cm] |
|----------|--------|--------------|---------------|---------------|
| a)       | 1      | No           | 0             | 3.78          |
| b)       | 1      | Si           | 11.2          | 10            |
| c)       | 2      | No           | 0             | 3.78          |
| d)       | 2      | Si           | 11.2          | $\sim 7$      |

**Tabla 5.1:** Descripción de los dispositivos representados en la Figura 5.3.

La longitud total de los dispositivos no compensadores es de 3.78 centímetros, que viene determinada por las características propias del código:  $N \cdot l_{ch} = 63 \cdot 0.6 \text{ mm}$ . Al incluir la compensación de la dispersión correspondiente a una fibra estándar de 11.2 km,  $\beta_2 L|_{L=11.2 \text{ km}} = 245.75 \text{ ps}^2$ , la longitud del dispositivo debe ser incrementada hasta  $\sim 10$  centímetros, mientras que para el dispositivo que implementa la compensación de 5.6 km la longitud es algo superior a 7 cm.

En cuanto a la fase de  $q(z)$ , cuando no se produce la compensación de la dispersión, se corresponde directamente con los cambios de fase del código implementado (para amplitud no nula), sin embargo, cuando la compensación de la dispersión se lleva acabo, los cambios de fase propios del código se ven distorsionados, superpuestos a la característica en fase propia de la compensación.

Un aspecto a tener en cuenta cuando se implementan dispositivos codificadores/decodificadores compensadores, es la sensibilidad al puerto de entrada. Los dispositivos estándar que implementan códigos de fase bipolar, no presentan sensibilidad al puerto de entrada, por lo que cualquier dispositivo codificador, puede ser utilizado como decodificador al intercambiar el puerto de entrada.

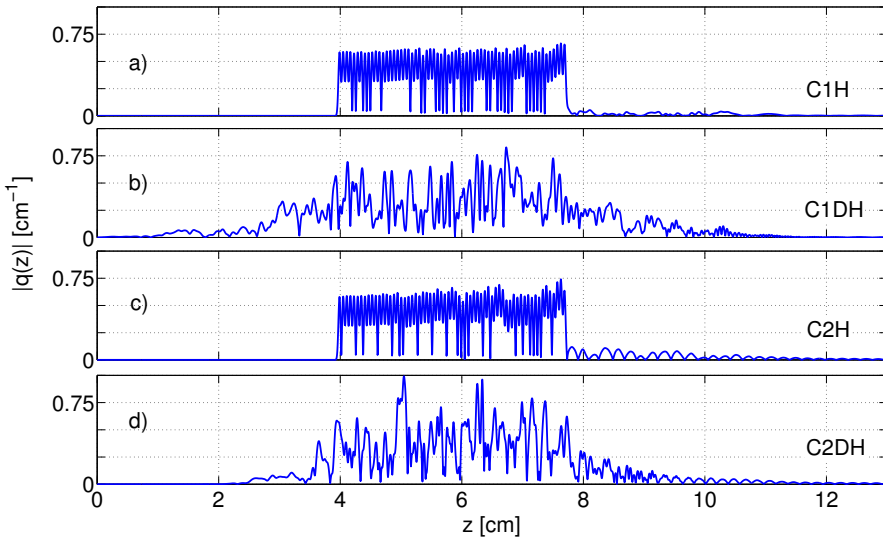
En el caso de los dispositivos compensadores, aún implementando códigos con fase bipolar, sólo el extremo escogido en el diseño puede ser empleado en cada dispositivo.

Para elevar la reflectividad de las redes y reducir las altas pérdidas de inserción de los dispositivos, evitando a la vez las degradaciones citadas, se utilizan métodos de síntesis, tal y como se propuso en el capítulo Capítulo 4 para los dispositivos MC-MB. Las diferentes propuestas para la implementación en alta reflectividad, han sido extensamente desarrollados por diferentes autores [16–18]. Éstas técnicas se basan en la utilización de la respuesta impulsiva ideal con una reflectividad dada, como punto de partida, forzando al método de síntesis a encontrar una solución del perfil  $q(z)$  que debe ser fabricado, teniendo en cuenta las múltiples reflexiones y las pérdidas de potencia entre los diferentes chips que existen a lo largo del dispositivo.

Los diseños propuestos en la Figura 5.3, muestran un valor medio de  $|q(z)|$  alrededor de  $0.25 \text{ cm}^{-1}$ , valor máximo obtenido para limitar las fluctuaciones en amplitud de la envolvente plana de la respuesta temporal del dispositivo objeti-

vo por debajo del 2%. Para obtener dispositivos de alta reflectividad, lo que se propone es utilizar el método de síntesis del *DLP* (*Discret Layer Peeling*), para obtener la respuesta temporal objetivo  $|h_{obj}(t)|^2$  incrementada un factor  $X$ . Este valor  $X$  podrá ser aumentado siempre y cuando el método del *DLP* encuentre una solución convergente para  $q(z)$ . En concreto, para estos dispositivos, el factor de aumento ha sido  $\sim 3$  ( $|q(z)| < 0.75 \text{ cm}^{-1}$ ), equivalente a una ganancia de 8 dB en potencia. Cabe destacar que los resultados obtenidos son propios del dispositivo objetivo y sus características, como por ejemplo longitud del código implementado. Consecuentemente, la ganancia de 8 dB no es un valor fijo y se verá alterado en función del dispositivo objetivo.

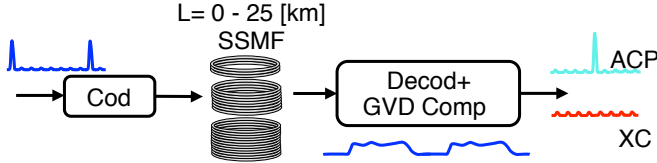
El resultado del módulo del perfil ( $|q(z)|$ ) sintetizado, para obtener dispositivos equivalentes a los anteriores en alta reflectividad, son los mostrados en la Figura 5.4. De los resultados obtenidos de la  $q(z)$  sintetizada, se puede apreciar como la longitud de los dispositivos a fabricar para los no compensadores, es aproximadamente el doble de la longitud de los dispositivos equivalentes en baja reflectividad. Sin embargo, para los dispositivos compensadores, la diferencia en longitud no es tan acentuada, siendo el perfil sintetizado tan sólo 1 cm mayor a su homólogo en baja reflectividad. En ambos casos, la longitud de los dispositivos se ve incrementada en la parte derecha del perfil sintetizado, producto de la compensación de las múltiples reflexiones.



**Figura 5.4:**  $|q(z)|$  sintetizada de los dispositivos a fabricar de alta reflectividad.

Destacar que al estar fabricados en alta reflectividad, todos ellos presentan sensibilidad al puerto de entrada, no sólo por la compensación de la fase en los dispositivos en b) y d), sino por el hecho de estar implementadas en alta reflectividad y extenderse su función  $q(z)$  propia en uno de sus extremos a fin compensar las múltiples reflexiones.

El comportamiento teórico esperado de estos dispositivos en sistemas como los presentados la Figura 5.5, es el mostrado en la Figura 5.6, donde se muestra tanto en el comportamiento de dispositivos estándar como compensadores.

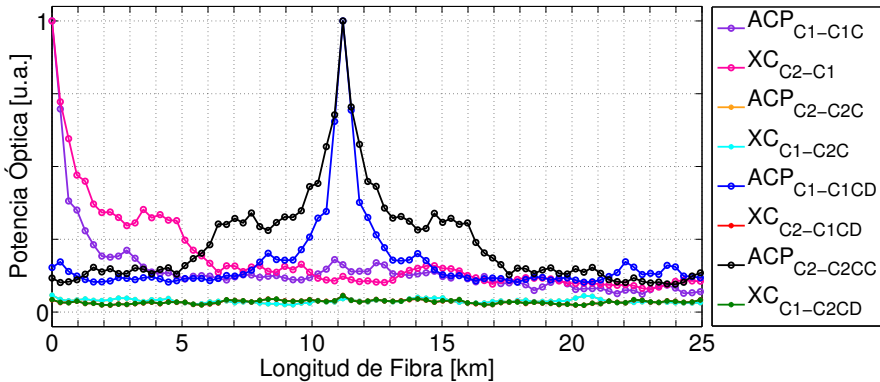


**Figura 5.5:** Esquema de sistemas en los que se haría uso de dispositivos codificadores estándar y dispositivos decodificadores compensadores de la dispersión.

Como se puede apreciar en la Figura 5.6, la recuperación de *ACP* se obtiene para la longitud de fibra estándar que se ha compensado por diseño, en el caso de los dispositivos compensadores, mientras que para los dispositivos estándar, sólo se produce cuando no existe transmisión por fibra.

Es apreciable como el máximo valor de la señal de recuperación de la señal de entrada se desvanece rápidamente cuando la longitud de fibra varía de la de diseño menos de medio kilómetro, mostrando la gran sensibilidad que existe en cuanto a dispersión en este tipo de sistemas.

Cabe señalar la ausencia de impacto de los dispositivos compensadores, sobre la señal de correlación cruzada *XC*, quedando inalterada la capacidad del sistema, preservando las mismas características que un dispositivo estándar.



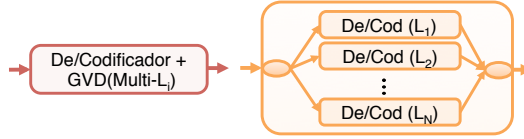
**Figura 5.6:** Simulación de las señales de *ACP* y *XC* para sistemas *CDS – OCDMA* con dispositivos estándar y compensadores de la dispersión para diferentes longitudes de fibra.



### Dispositivos multicompensadores propuestos

El proceso de codificación, transmisión y decodificación conjuntamente con el de compensación de la dispersión, puede abordarse como un proceso lineal, tal y como se desarrolló en la ecuación (5.6).

Extendiendo el concepto hacia un dispositivo en el que varias longitudes son compensadas de manera equivalente a tener un conjunto de codificadores o decodificadores compensadores de diferentes longitudes de fibra. La propuesta teórica de este modalidad de dispositivos se representa en el esquema de la Figura 5.7. La señal de entrada idealmente se divide por diferentes caminos ópticos (1:N), en los cuales se sitúan los compensadores de diferentes longitudes, para finalmente reagrupar la salida de cada uno de los caminos.



**Figura 5.7:** Propuesta teórica de dispositivos Multicompensadores.

El modelado matemático de la propuesta teórica, equivaldría al sumatorio de diferentes compensadores, tal y como se desarrolla en (5.17), implementando la compensación de diferentes longitudes ( $L_1 - L_N$ ).

$$\begin{aligned}
 H_{GVD-COMP}^{Multi} &= H_{GVD-COMP_1} + H_{GVD-COMP_2} + \dots + H_{GVD-COMP_N} \\
 &= e^{j\frac{1}{2} \cdot \beta_2 \cdot L_1 \cdot (\omega - \omega_0)^2} + e^{j\frac{1}{2} \cdot \beta_2 \cdot L_2 \cdot (\omega - \omega_0)^2} + \dots + e^{j\frac{1}{2} \cdot \beta_2 \cdot L_N \cdot (\omega - \omega_0)^2} \\
 &= \sum_1^N e^{j\frac{1}{2} \cdot (\omega - \omega_0)^2 \cdot (\beta_2 \cdot L)_i}
 \end{aligned} \tag{5.17}$$

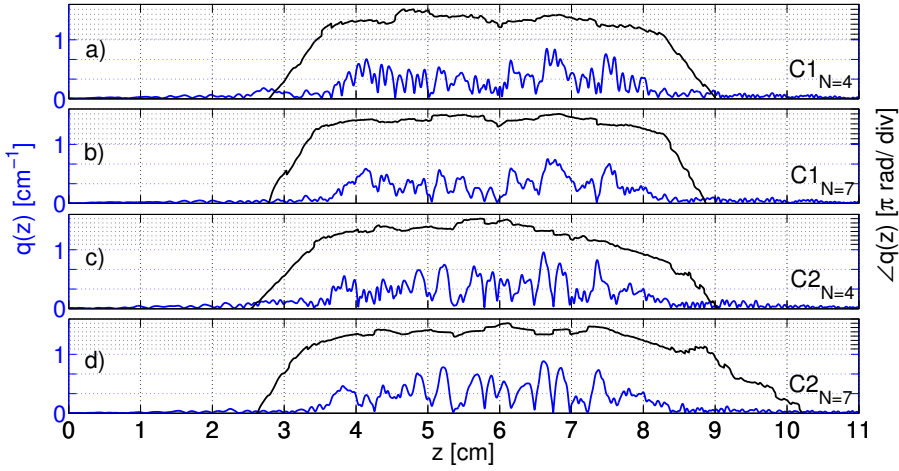
Para verificar la implementación de dichos dispositivos multicompensadores, se presenta la propuesta teórica de compensación de 4 y 7 longitudes diferentes. En la Tabla 5.2 se muestran las diferentes longitudes compensadas mediante disminuciones e incrementos a partir de una cantidad asociada a la dispersión de 11.2 km.

| N | $\beta_2 \cdot L_i$ [ps <sup>2</sup> ] |
|---|--|
| 4 | 245.75 + [-40 0 40 80]                 |
| 7 | 245.75 + [-40 -20 0 20 40 60 80]       |

**Tabla 5.2:** Conjunto de valores de dispersión cromática a compensar.

La solución obtenida para el perfil de  $q(z)$  en alta reflectividad se muestra en la Figura 5.8, cuya respuesta no presenta mayores dificultades para su implementación, que las presentadas por los dispositivos compensadores de una única longitud.

Los resultados del proceso de codificación, transmisión a través de diferentes longitudes de fibra estándar y decodificación teórico, se representa en la Figura 5.9. Las señales de potencia óptica del ACP presentan un valor máximo alrededor de



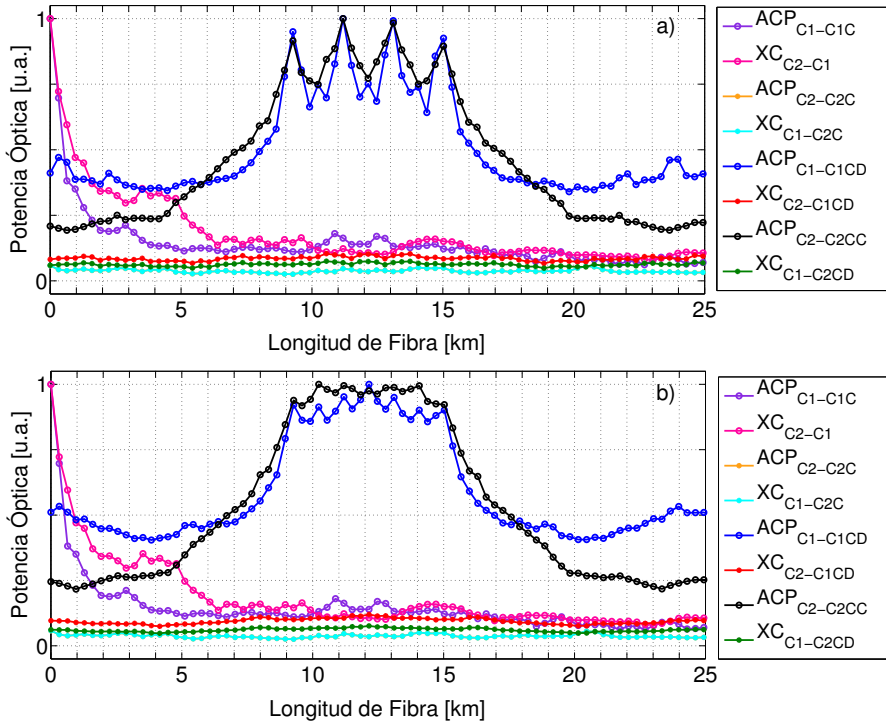
**Figura 5.8:** Valores de  $q(z)$  teóricos de dispositivos multicomensadores propuestos en función del número de longitudes compensadas.

los valores de longitud compensados por diseño, manteniéndose la señal de correlación cruzada  $XC$  (líneas roja y verde), con un valor ligeramente superior al obtenido para los dispositivos estándar (línea cyan).

En el caso de compensar 4 longitudes, equiespaciadas 2 km ( $\approx 40 \text{ ps}^2$ ), se produce un decaimiento pronunciado de la recuperación de la señal entre las longitudes compensadas.

De la simulación se extrae la necesidad de elevar el número de longitudes y disminuir el espaciado entre ellas a fin de conseguir una respuesta plana para el rango de longitudes de fibra diseñado. Un resultado óptimo es el obtenido con 7 longitudes de fibra, en un intervalo total de 7 km.

En las simulaciones teóricas presentadas, el ancho de banda de la señal codificada viene definido por el ancho de banda de los dispositivos de/codificadores (caso óptimo en cuanto a eficiencia  $BW_{IN} \geq FSR$ , Capítulo 3). El ancho de banda de los mismos se ha obtenido mediante la implementación del proceso de fabricación para obtener unos resultados similares a los obtenidos en el proceso real de codificación y decodificación en un escenario real, sin implementar la respuesta del filtro eléctrico del detector, ya que su efecto suavizaría los resultados de  $ACP$  y  $XC$ .



**Figura 5.9:** Relaciones  $ACP$  y  $XC$  teóricas en función de la longitud de fibra recorrida para los dispositivos multicompensadores propuestos, implementando la compensación en 4 (a) y 7 (b) tramos.

### 5.3 Dispositivos $CDS-OCDMA$ compensadores de la dispersión fabricados.

Para verificar los modelos propuestos, se ha procedido a la fabricación de los dispositivos teóricamente desarrollados. En el caso de los dispositivos multicompensadores, se ha optado por la fabricación de los mismos utilizando un total de 7 longitudes equivalentes compensadas ( $N=7$ ).

En la Tabla 5.3 se enumeran los dispositivos que se han fabricado y las características principales de los mismos. Destacar, que los dispositivos compensadores presentados en este capítulo han sido fabricados sin utilizar las lentes convergentes, y por tanto no se ha producido una focalización del ancho del haz del láser ultravioleta.

En relación a los parámetros de fabricación, la respuesta  $q(z)$  a fabricar se ha discretizado en pasos espaciados  $150 \mu m$ , utilizando una doble exposición de láser [19]. La potencia se ha mantenido constante  $\sim 50$  mW en cada exposición durante  $\sim 0.2$  s, asegurando así un nivel medio del índice de refracción constante.

Como se muestra en la tabla, se tiene un total de 13 dispositivos diferentes, y cada uno se etiqueta con el código que implementa (C1 o C2), y seguidamente, si es decodificador se añade C y si contiene compensación de dispersión (D). Los subíndices A y B, se añaden cuando hay dos dispositivos con diferentes longitudes de compensación 5.4 y 11.2 km respectivamente. Si los dispositivos son multicompensados se indica con la letra M, y se utiliza la letra H para alta reflectividad.

| Nomenclatura | Código | Reflectividad | $L_{COMP}$ [km] | Longitud $q(z)$ [cm] |
|--------------|--------|---------------|-----------------|----------------------|
| $C1$         | 1      | Baja          | 0               | 3.78                 |
| $C1D_A$      | 1      | Baja          | 5.4             | 7.6                  |
| $C1CD_A$     | 1      | Baja          | 5.4             | 7.6                  |
| $C1CD_B$     | 1      | Baja          | 11.2            | 10                   |
| $C2$         | 2      | Baja          | 0               | 3.78                 |
| $C2D_A$      | 2      | Baja          | 5.4             | 7.6                  |
| $C2CD_A$     | 2      | Baja          | 5.4             | 7.6                  |
| $C2CD_B$     | 2      | Baja          | 11.2            | $\sim 7$             |
| $C1H$        | 1      | Alta          | 0               | $\sim 8$             |
| $C1CDH_B$    | 1      | Alta          | 11.2            | 11                   |
| $C2H$        | 2      | Alta          | 0               | 9                    |
| $C1CHM$      | 1      | Alta          | 8.7 - 15.2      | $\sim 10.8$          |
| $C2CHM$      | 2      | Alta          | 9.5 - 16        | $\sim 10.8$          |

**Tabla 5.3:** Nomenclatura y descripción de los dispositivos fabricados para la verificación de los dispositivos de/codificadores (multi)compensadores de la dispersión cromática.

### *Caracterización de los dispositivos propuestos.*

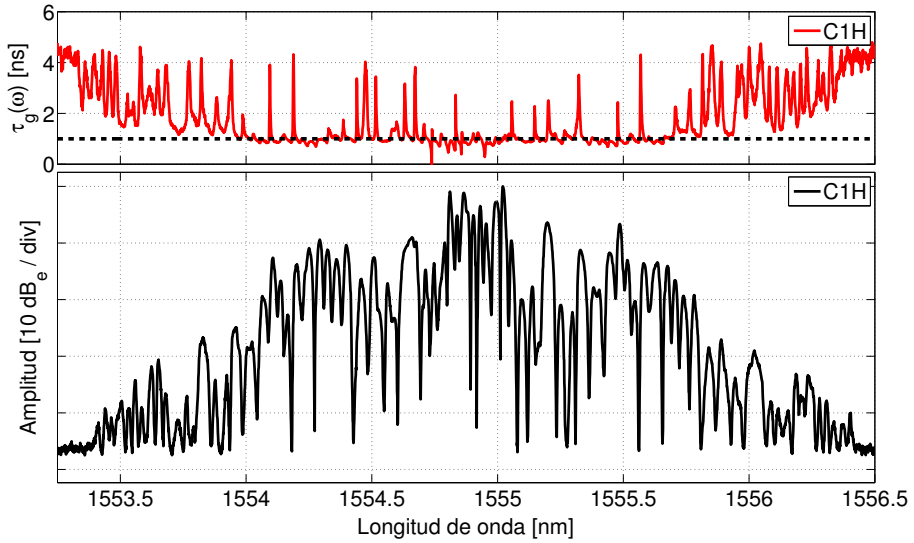
En las Figuras 5.10, 5.11 y 5.12, se muestra la característica espectral en módulo y retardo de grupo para los dispositivos que implementan el código 1, de las diferentes versiones de los dispositivos fabricados.

Según las etiquetas tenemos la respuesta de los diferentes dispositivos:

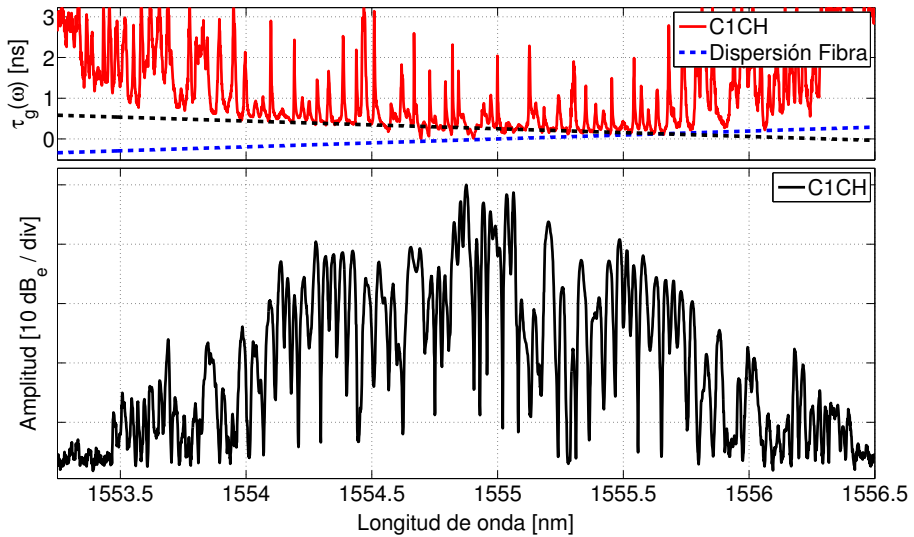
- C1H codificador estándar.
- C1CH codificador compensador de longitud 11.2 km.
- C1CHM codificador multicompensadora. Su caracterización completa en tiempo es más compleja y un estudio en mayor profundidad se hará en el Capítulo 7, sin embargo, se presenta en la Figura 5.13, el comportamiento en potencia de la señal codificada en el dominio temporal por los dispositivos sin compensar de alta y baja reflectividad.

De manera equivalente en la Figura 5.14, se muestran los resultados para los dispositivos decodificadores compensadores, sin fibra (gráficas de la parte izquierda) y tras atravesar la longitud equivalente a la dispersión compensada (derecha).

Algunas de las conclusiones que se extraen de los datos obtenidos es la ganancia de  $\sim 8$  dB de los dispositivos de alta reflectividad con respecto a los de baja re-



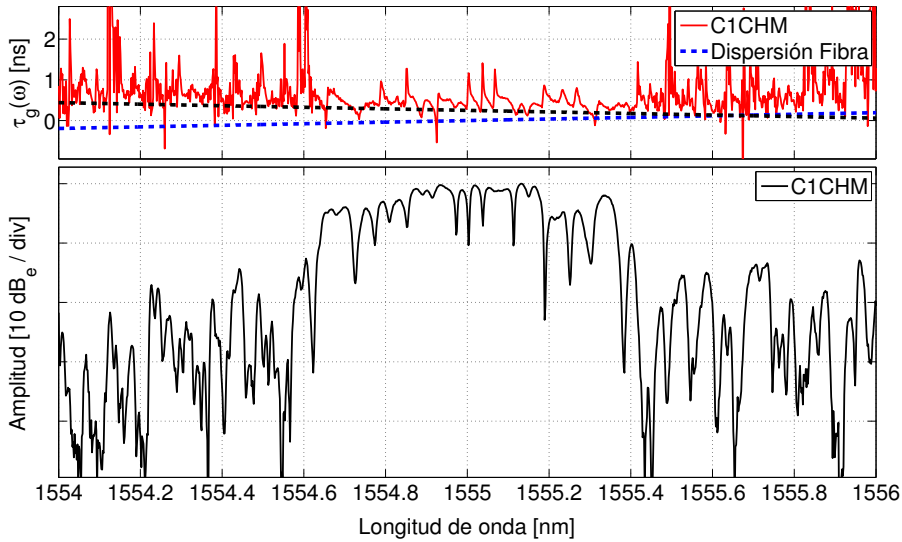
**Figura 5.10:** Retardo de grupo y respuesta espectral del codificador estándar en alta reflectividad.



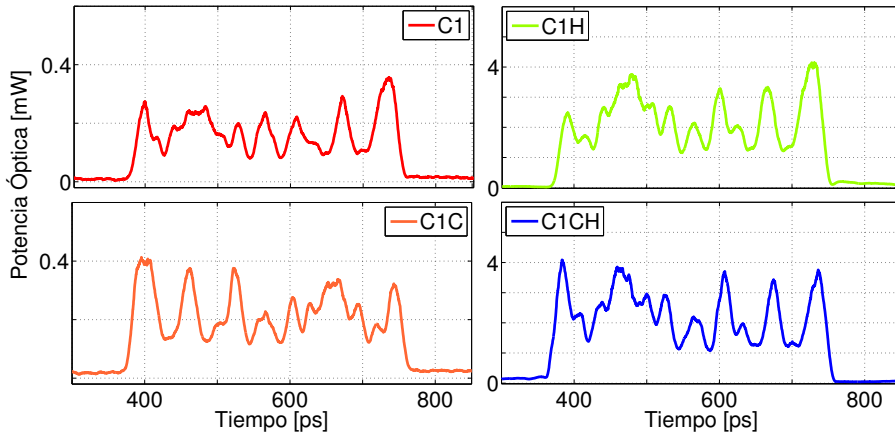
**Figura 5.11:** Retardo de grupo y respuesta espectral del codificador compensador en alta reflectividad de 11.2 km.

flectividad equivalentes, apreciable tanto para los dispositivos estándar como los compensadores.

Otro aspecto interesante es la diferencia entre las envolventes de las señales codificadas. Los resultados obtenidos para los dispositivos estándar muestran una

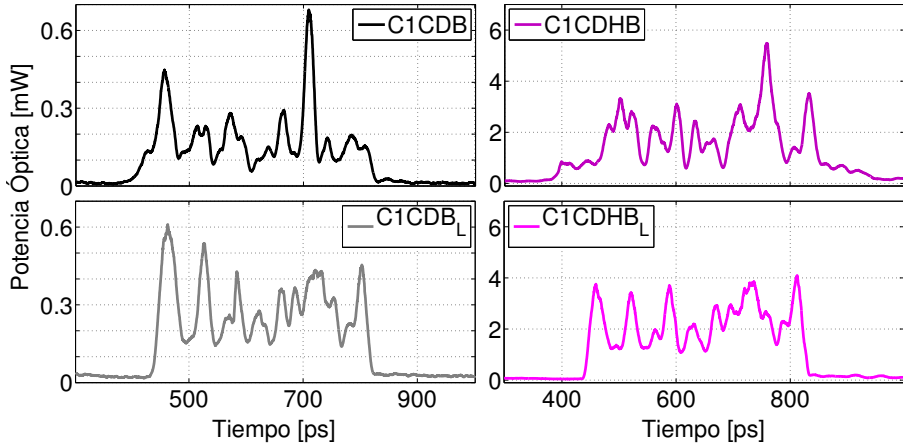


**Figura 5.12:** Retardo de grupo y respuesta espectral del codificador multicomensador en alta reflectividad.



**Figura 5.13:** Señales codificadas por dispositivos estándar codificadores y decodificadores.

duración total de la respuesta de la señal codificada acorde a la teoría algo menor a 380 ps, mientras que los dispositivos compensadores, la envolvente de la señal codificada sin atravesar la fibra ronda los 580 ps. Además, se puede apreciar cómo los dispositivos codificadores sin compensar poseen la misma característica temporalmente invertida, una vez atravesada la longitud de fibra pertinente. Las respuestas temporales, idealmente, deberían poseer una envolvente plana temporalmente, en la que se pudieran distinguir cada uno de los pulsos ópticos por

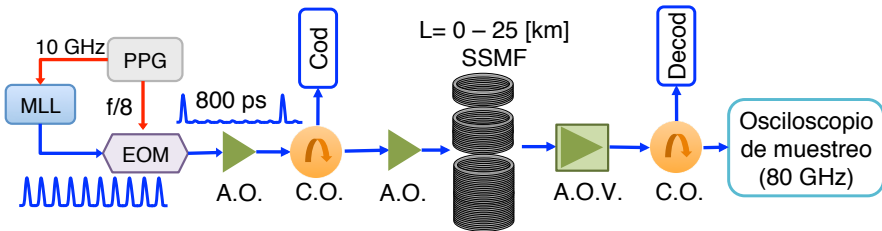


**Figura 5.14:** Señales codificadas por los dispositivos compensadores de 11.2 km antes y después de la transmisión por fibra para baja y alta reflectividad.

los que está compuesta (*chips*), sin embargo hay que tener en cuenta el efecto que tiene sobre la señal final la anchura del pulso óptico de entrada (mayor al tiempo entre *chips*) y el efecto de filtrado adicional que es inducido por el osciloscopio de muestreo ( $\sim 80$  GHz). Estos dos factores, propician que el resultado de la envolvente temporal no sea plana.

#### 5.4 Verificación del proceso de codificación y decodificación.

Una vez caracterizados tanto frecuencial, como temporalmente una muestra de los dispositivos compensadores fabricados, el siguiente objetivo es verificar la codificación y decodificación, utilizándolos junto con los dispositivos codificadores estándar. Para ello, se va a emplear el setup mostrado en la Figura 5.15.



**Figura 5.15:** Esquema del *setup* utilizado para la medida experimental de los dispositivos compensadores de la dispersión.

La fuente de luz que se ha utilizado es una fuente pulsada (*MLL*, *Mode Lock La-*

ser), que permite la obtención de un pulso óptico muy estrecho temporalmente, y una tasa de repetición de 5 o 10 Gp/s. Los resultados presentados han sido obtenidos utilizando una tasa de 10 GHz y diezmando la señal temporal mediante un generador de patrones de pulsos (*PPG, Pulse Pattern Generator*) hasta obtener una tasa de 1.25 Gp/s, a fin de obtener pulsos ópticos espaciados 800 ps, y así evitar el solapamiento temporal de la señal de correlación a obtener.

La señal de entrada al sistema será inicialmente amplificada y aplicada a un circulador a fin de obtener la respuesta en reflexión en el codificador. Tras obtener la señal codificada, ésta volverá a ser amplificada y transmitida a través de diferentes longitudes de fibra estándar. A la salida del camino de fibra elegido, se sitúa un amplificador variable para poder modificar la potencia óptica de la señal codificada, eliminando las pérdidas de inserción y transmisión, para poder comparar los resultados de *ACP* y *XC* de forma equivalente.

Finalmente los resultados serán mostrados en unidades normalizadas, para mayor facilidad en la comparación de los resultados.

### *Dispositivos compensadores.*

Los primeros resultados que se van a mostrar son los relativos a los dispositivos que implementan la compensación de una única longitud de fibra estándar. En concreto se van a utilizar los dispositivos referenciados en la Tabla 5.3, a excepción de los dos últimos, ya que son los que implementan multicompensación.

En la Tabla 5.4, se mueran las combinaciones efectuadas, entre los diferentes codificadores y descodificadores fabricados. Los diferentes colores utilizados, se corresponden con las diferentes longitudes que se compensan, en función de los dispositivo. En color azul, no existe compensación de la dispersión, siendo dispositivos estándar (C1-C1C/C2C) y (C2-C2C/C1C). La longitud compensada que se corresponde con el color verde es **5.4 km**, con el rojo: **11.2 km**, en negro: 10.8 km y en magenta: **16.6 km**. En la Figura 5.16 y Figura 5.17 se muestran los resul-

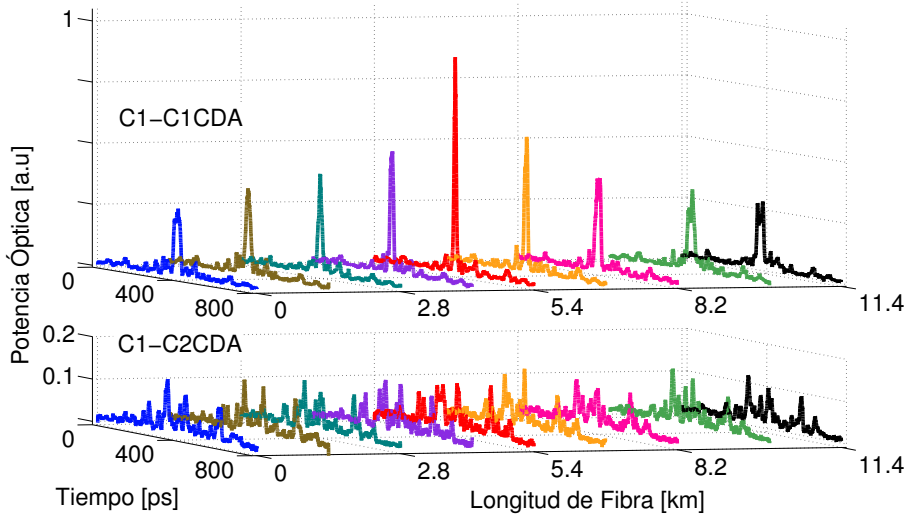
|      | C1C(H)                    | C1CDA                        | C1CDB                        | C2C                       | C2CDA                        | C2CDB                        |
|------|---------------------------|------------------------------|------------------------------|---------------------------|------------------------------|------------------------------|
| C1   | <i>ACP</i> <sub>0km</sub> | <i>ACP</i> <sub>5.4km</sub>  | <i>ACP</i> <sub>11.2km</sub> | <i>XC</i> <sub>0km</sub>  | <i>XC</i> <sub>5.4km</sub>   | <i>XC</i> <sub>11.2km</sub>  |
| C1DA |                           | <i>ACP</i> <sub>10.8km</sub> | <i>ACP</i> <sub>16.6km</sub> |                           | <i>XC</i> <sub>11.2km</sub>  | <i>XC</i> <sub>16.6km</sub>  |
| C1H  |                           |                              |                              |                           |                              |                              |
| C2   | <i>XC</i> <sub>0km</sub>  | <i>XC</i> <sub>5.4km</sub>   | <i>XC</i> <sub>11.2km</sub>  | <i>ACP</i> <sub>0km</sub> | <i>ACP</i> <sub>5.4km</sub>  | <i>ACP</i> <sub>11.2km</sub> |
| C2DA |                           | <i>XC</i> <sub>10.8km</sub>  | <i>XC</i> <sub>16.6km</sub>  |                           | <i>ACP</i> <sub>11.2km</sub> | <i>ACP</i> <sub>16.6</sub>   |

**Tabla 5.4:** Resultados del proceso de codificación transmisión y decodificación y las distintas longitudes compensadas.

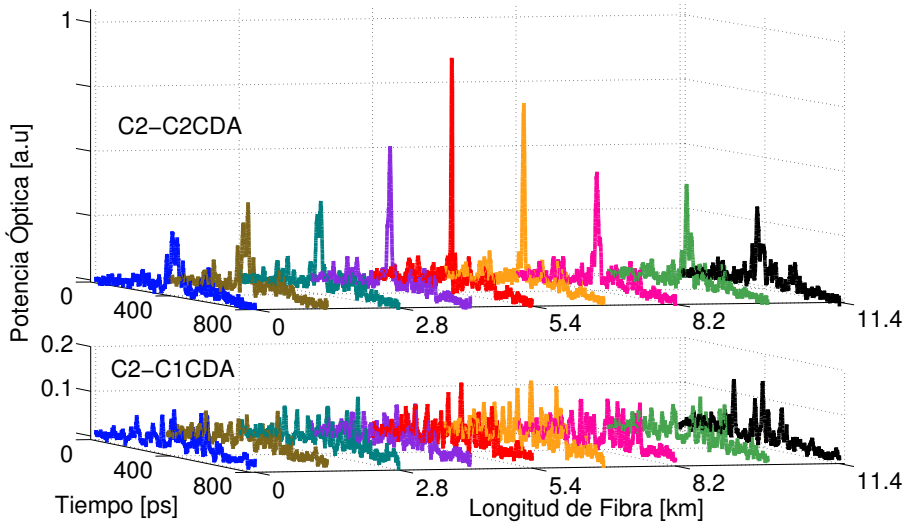
tados obtenidos para las combinaciones que compensan la dispersión cromática equivalente a una fibra estándar de 5.4 km (**verde**). En la Figura 5.16 se utiliza la combinación de codificador estándar de código 1 C1-C1CDA, para la obtención del pico de autocorrelación (*ACP*) o C2CDA para la correlación cruzada (*XC*), y la situación equivalente para el código 2 en la Figura 5.17.

Acorde con el diseño teórico, el pico máximo de *ACP* se obtiene alrededor de los





**Figura 5.16:** Relaciones de  $ACP$  y  $XC$  para el código 1: utilizando el codificador estándar (C1) y el decodificador compensador de 5.4 km (C1CDA-C2CDA).

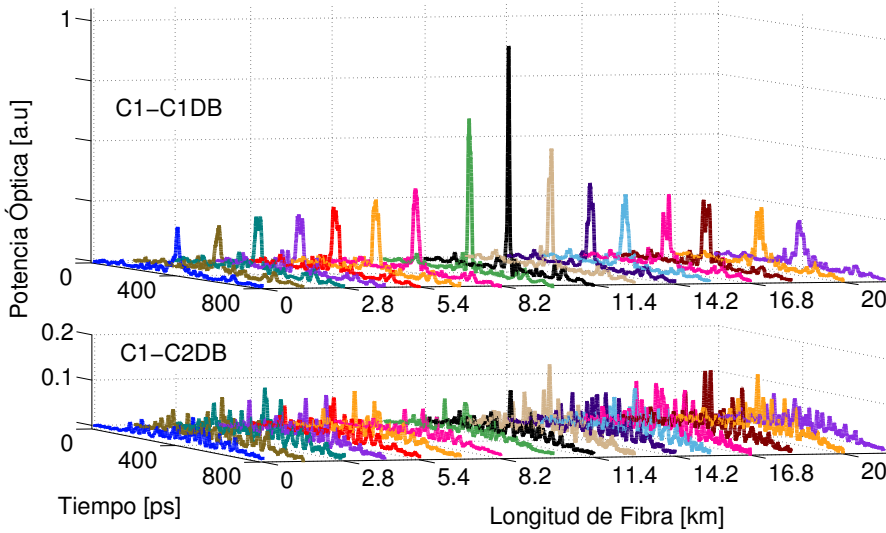


**Figura 5.17:** Relaciones de  $ACP$  y  $XC$  para el código 2, utilizando el codificador estándar (C2) y el decodificador compensador de 5.4 km (C2CDA-C1CDA).

5.4 km, desvaneciéndose rápidamente al distanciarse ligeramente de la distancia de diseño compensada, reduciéndose la potencia máxima de pico a la mitad, con tan sólo 3 km de diferencia, tal y como se expuso en el modelo teórico. Sin embargo, la señal de  $XC$  permanece en un nivel similar cualquiera que sea la distancia

recorrida.

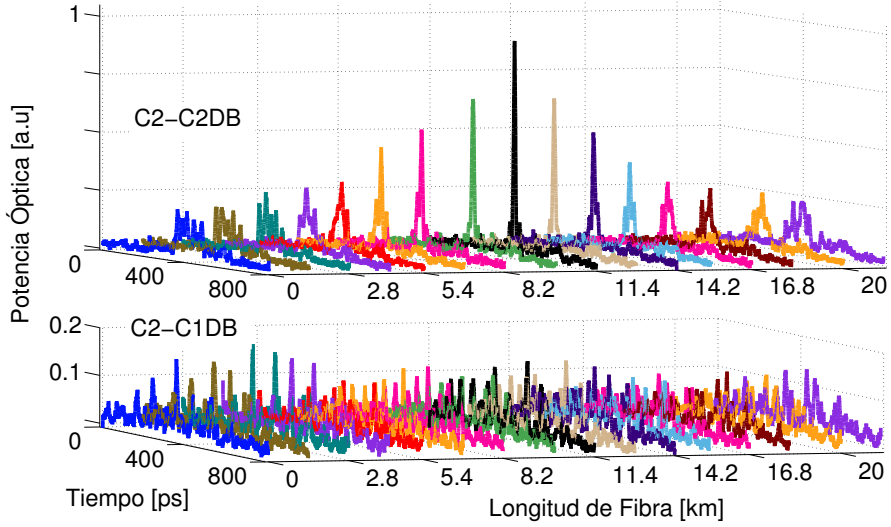
La siguiente combinación mostrada en la Tabla 5.4 es la la combinación de los dispositivos estándar con los dispositivos compensadores de 11.2 km (rojo), siendo los resultados los mostrados en la Figuras 5.18 y 5.19. Para estos dispositivos, la potencia máxima de  $ACP$  cae al 50 % tan solo a una distancia de 1.4 km y al 20 % a los 6 km.



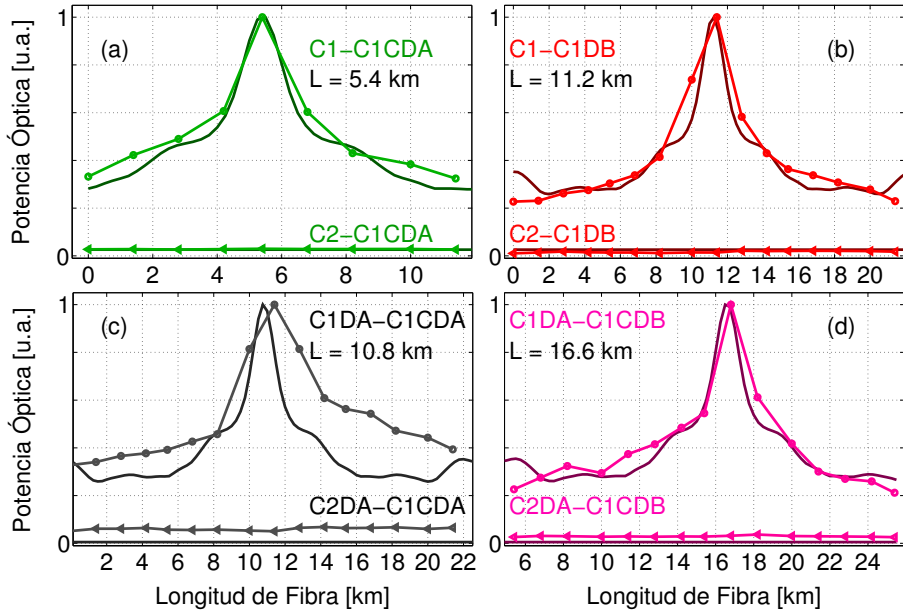
**Figura 5.18:** Relaciones de  $ACP$  y  $XC$  para el código 1: utilizando el codificador estándar (C1) y decodificador compensador de 11.4 km (C1CDB-C2CDB).

Las configuraciones posibles mostradas en la Tabla 5.4 formadas por la combinación de dispositivos sin compensar y compensadores; tanto codificadores como decodificadores, se muestran resumidas para código 1 en la Figura 5.20 y para el código 2 en la Figura 5.21, junto con las respectivas simulaciones teóricas de los resultados, donde se observa la gran coherencia del resultado experimental con el modelado teórico.

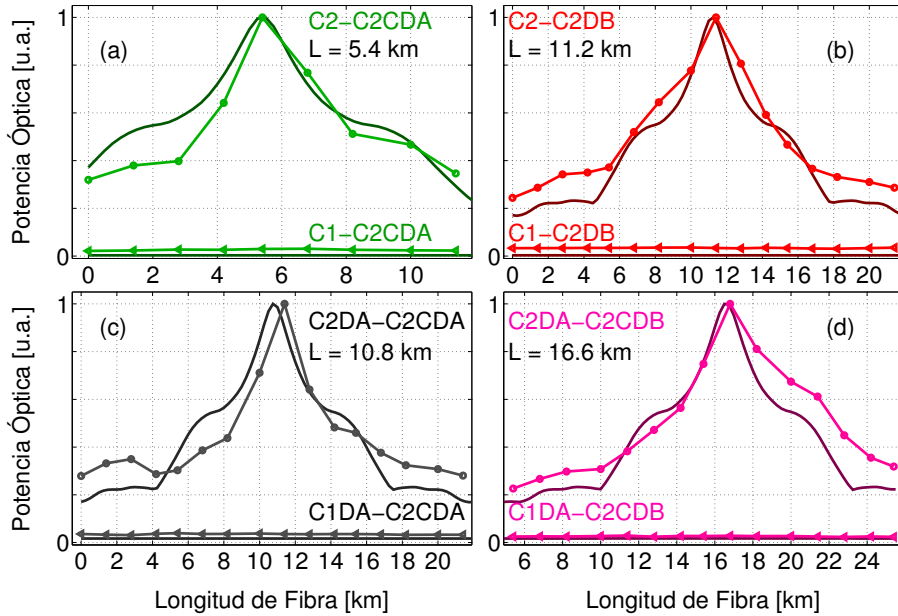
En las gráficas mostradas se extraen dos de los parámetros principales de este tipo de sistemas. El primero es el valor del  $ACP$ , que en este caso ha sido definido como el valor máximo de pico obtenido de la medida directa del osciloscopio óptico. El segundo parámetro es el valor de  $XC$ , que se ha definido como el valor de potencia media a lo largo de 800 ps. La decisión de tomar el valor promedio de la potencia de la correlación cruzada se basa en la premisa de que las señales interferentes de diferentes usuarios de manera aleatoria tendrán un impacto uniformemente distribuido en el tiempo sobre la señal de  $ACP$  [20], como se estipuló en el Capítulo 2. Como se puede observar, los casos (c) y (d) de las figuras 5.20 y 5.21, son los resultados de la utilización de dispositivos compensadores en ambos extremos del sistema. La utilización de dispositivos compensadores de la dispersión en ambos extremos abre la posibilidad de compensar nuevas longitudes de fibra. En estos



**Figura 5.19:** Relaciones de  $ACP$  y  $XC$  para el código 2: utilizando el codificador estándar (C2) y decodificador compensador de 11.2 km (C2CDB-C1CDB).



**Figura 5.20:** Relaciones para código 1 de  $ACP$  y  $XC$  que implementan las posibles combinaciones de longitudes compensadas [5.4, 11.2, 10.8 y 16.6 km]. Línea continua simple: resultado teórico, línea continua con marcador: resultado experimental.



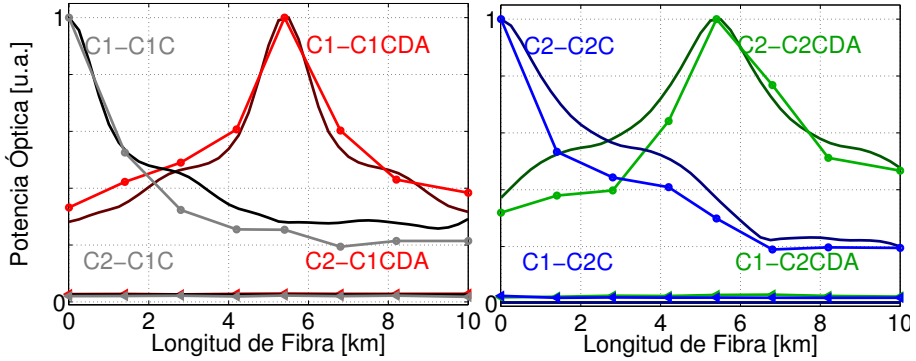
**Figura 5.21:** Relaciones para código 2 de *ACP* y *XC* que implementan las posibles combinaciones de longitudes compensadas [5.4, 11.2, 10.8 y 16.6 km]. Línea continua simple: resultado teórico, línea continua con marcador: resultado experimental.

casos las longitudes son 10.8 km, producto de dos dispositivos de 5.4 km y de 16.6 km, obtenido con un dispositivo compensador de 5.4 km y otro de 11.2 km. Debido a la limitación en cuanto a los carretes de fibra disponibles para las medidas experimentales, los resultados de correlación se han tomado para longitudes de 11.4 km y de 16.8 km, por lo que se explican las pequeñas discrepancia entre el modelado teórico y los resultados experimentales, más acusadas para la combinación de compensación de 10.8 km (c) para ambos códigos.

En la Figura 5.22 se muestran los resultados tanto teóricos como experimentales obtenidos con decodificadores compensadores de una longitud de 5.4 km, junto con los obtenidos para dispositivos decodificadores estándar sin compensación.

El nivel de *XC* obtenido es equivalente para ambos casos y para ambos códigos, lo que prueba la capacidad de las técnicas de compensación incluso desde el punto de vista de la ortogonalidad de los códigos, ocasionando únicamente una reordenación de la energía de la señal temporal.

Los resultados mostrados han sido normalizados a la potencia máxima de pico de la señal de *ACP* para cada una de las combinaciones mostradas.



**Figura 5.22:** Relaciones de  $ACP$  y  $XC$  para código 1 y 2 teóricas y experimentales para dispositivos estándar y compensadores de 5.4 km. Línea continua simple: resultado teórico, línea continua con marcador: resultado experimental.

### *Dispositivos Multicompensadores.*

Los resultados obtenidos para los dispositivos multicompensadores, se han obtenido de manera análoga a los resultados anteriores, utilizando para ello el mismo sistema de verificación, y efectuando las medidas en condiciones equivalentes.

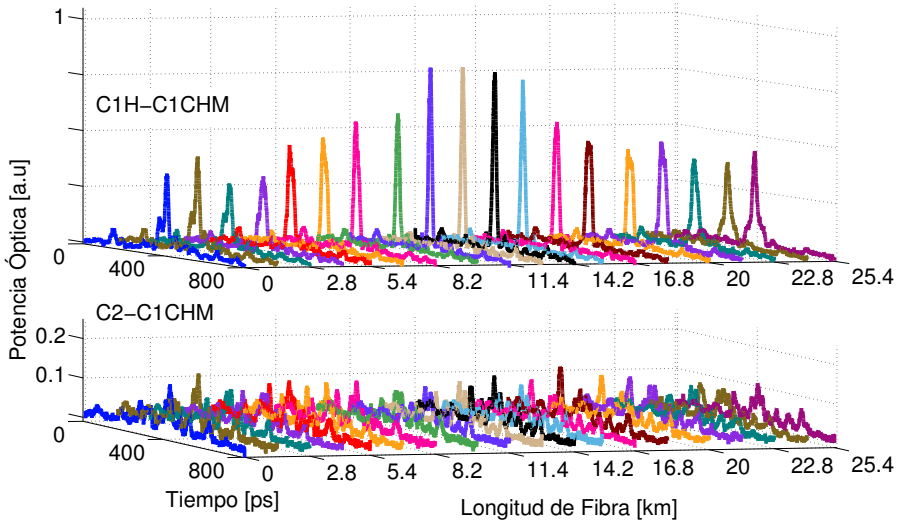
En la Figura 5.23 se muestran los resultados de la codificación mediante el dispositivo C1H y la decodificación con el dispositivo C1CHM, cuyo desarrollo teórico ha sido presentado en el apartado anterior, ambos en alta reflectividad. Así mismo, los resultados equivalentes para el código 2 son mostrados en la Figura 5.24.

Para ambas gráficas puede verse como el pico de autocorrelación máximo se obtiene a lo largo de un rango de longitudes de fibra mayor que en el caso de los dispositivos compensadores de una única longitud, acorde con la simulación teórica.

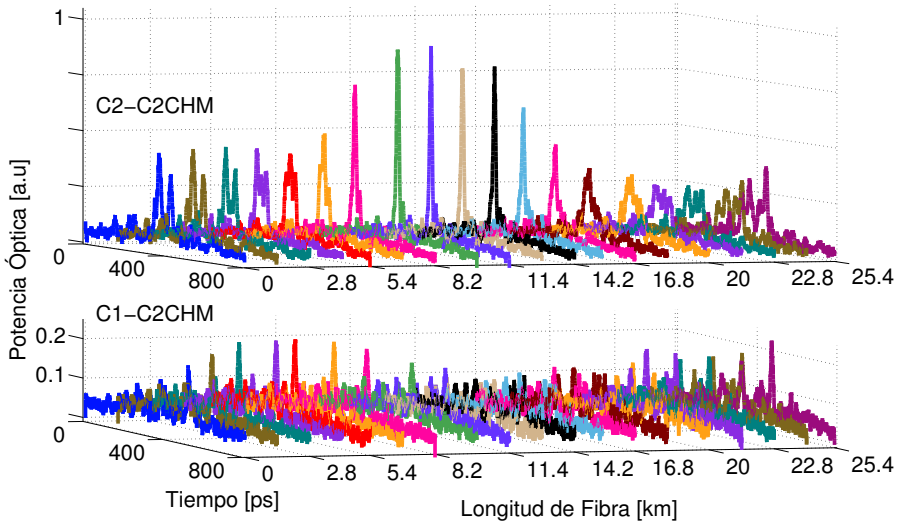
Para una mejor visualización de los resultados, en la Figura 5.25 se muestran los resultados de pico de  $ACP$  y potencia media de  $XC$ , junto con las simulaciones teóricas en (a) para el código 1 y en (b) para el código 2.

Así mismo, en la Figura 5.26 se muestra la comparación de los resultados de  $ACP$  y  $XC$ , para código 1 (a) y 2 (b), utilizando tanto los dispositivos compensadores de longitud única y los multicompensadores. Como se puede extraer de los resultados el rango de  $ACP$  por encima del 80 % del valor del máximo se incrementa sustancialmente. Para el código 1 se expande en el rango de 9.5 a 16 km (6.5 km) y para el código 2, de 8 a 15 km (7 km). Si bien, el código 1 presenta más irregularidades, que pueden ser atribuidas a discrepancias en el proceso de fabricación, con respecto a la  $q(z)$  de diseño, o incluso a variaciones en el ancho del pulso óptico de entrada.

Con respecto a la señal de  $XC$ , los valores presentan un comportamiento continuo por debajo de un valor máximo independientemente de la longitud de fibra recorrida. El valor de potencia media de la señal de  $XC$  es algo superior al estimado por simulación para el caso del código 2, y siendo además ligeramente superior

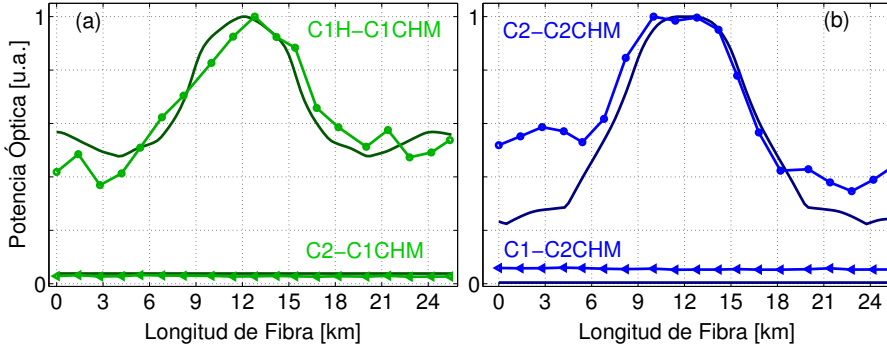


**Figura 5.23:** Relaciones  $ACP$  y  $XC$ , para el código 1, utilizando el codificador estándar (C1) y el decodificador multicompensador (C1CHM).

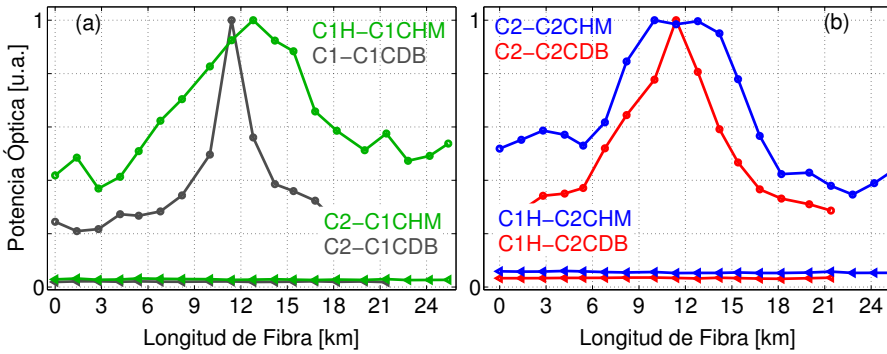


**Figura 5.24:** Relaciones  $ACP$  y  $XC$ , para el código 1, utilizando el codificador estándar (C2) y el decodificador multicompensador (C2CHM).

al valor de correlación cruzada obtenido para los dispositivos compensadores de longitud única.



**Figura 5.25:** Relaciones de  $ACP$  y  $XC$  para código 1 y 2. Relaciones teóricas y experimentales para dispositivos multicompensadores código 1 (a) y código 2 (b). Línea continua simple: resultado teórico, línea continua con marcador: resultado experimental.



**Figura 5.26:** Relaciones de  $ACP$  y  $XC$  para código 1 y 2. Comparación de los resultados experimentales de los compensadores y multicompensadores para código 1 (a) y código 2 (b).

## 5.5 Conclusiones.

En este capítulo se ha presentado la propuesta teórica y la verificación experimental de dispositivos que implementan de forma conjunta las tareas de codificación/decodificación y compensación de la dispersión.

Se ha demostrado la compensación de la dispersión cromática debida a la transmisión por fibra utilizando un único dispositivo, compensando longitudes de fibra de 5.4 y 11.2 km.

Adicionalmente, se ha verificado la compensación de la dispersión de manera compartida en ambos extremos del sistema, dando lugar a nuevas longitudes de fibra que pueden ser compensadas, de 10.8 y 16.8 km, empleando para ello tanto codificadores como decodificadores compensadores.

La implementación de la compensación de la dispersión de manera compartida presenta algunas ventajas ya que los dispositivos necesarios están formados por *SSFBGs* más cortas, facilitando su fabricación y mejorando la estabilidad en temperatura [18]. Se ha demostrado la interoperabilidad entre éstos dispositivos, lo cual incrementa la flexibilidad de la red.

Los dispositivos basados en *SSFBGs* normalmente están fabricados en baja reflectividad, y se caracterizan por unas altas pérdidas de inserción, sin embargo, en este capítulo se ha presentado la fabricación de los dispositivos compensadores también en alta reflectividad, obteniendo una ganancia de 8 dB.

La fabricación en alta reflectividad está limitada por las múltiples reflexiones que sufre la señal a lo largo del dispositivo, que deben ser tenidas en cuenta y ser compensados utilizando métodos de síntesis, en concreto se ha utilizado el método de *DLP* para el diseño de los mismos.

Profundizando en el diseño de dispositivos compensadores se han propuesto dispositivos que no sólo sean capaces de compensar una única longitud, sino que presenten la capacidad de compensar un rango de longitudes de fibra definidas por diseño, dando lugar a dispositivos multicompensadores de la dispersión, que han sido fabricados en alta reflectividad debido a los buenos resultados obtenidos para los compensadores de longitud fija.

Se presentan dos dispositivos multicompensadores, que presentan una tolerancia a la dispersión en un rango mayor a 6.5 km. En el proceso de codificación y decodificación se verifica el buen comportamiento obtenido en términos de *ACP/XC*, siendo los valores de *XC* algo mayores a los obtenidos utilizando los dispositivos compensadores de longitud única, pero dando cabida a sistemas *OCDMA* Coherente con mayor tolerancia a la dispersión cromática.

Algunas de las aplicaciones de la codificación *OCDMA* que se beneficiarían de la compensación de la dispersión conjunta a la codificación/decodificación, son la generación y detección de cabeceras ópticas en redes de conmutación de etiquetas (PLS), en redes basadas en el enrutamiento óptico en longitud de onda y en código *OCDMA/WDM*, como el presentado en [21] o [22], donde se manejan distancias entre 50 y 80 km, o directamente en redes de acceso tanto local



como metropolitana basadas en *OCDMA*, donde en la *OLT* se situarían dispositivos codificadores/decodificadores capaces de compensar la dispersión cromática presente desde la *OLT* hasta el nodo remoto, y en las *ONUs*, dispositivos decodificadores/codificadores que compensen el tramo de fibra restante desde el nodo remoto.

En este tipo de escenarios, aún utilizando compensación de la dispersión en an ambos extremos, las distancias de fibra a compensar podrían alcanzar entre los 25 y los 40 km por dispositivo, lo que implicaría la fabricación de dispositivos *SSFBG* demasiado largos.

En este capítulo se ha mostrado la posibilidad de compensar hasta 284 ps/nm , equivalente a 16.8 km de fibra estándar (*SSMF*-17 ps/nm). Sin embargo, el uso combinado de los dispositivos compensadores junto con fibra de dispersión desplazada (*Non-Zero Dispersion Shifted Fibers*), incrementaría el rango de longitudes de fibra compensable entre 57 y 70 km, dependiendo de las características de la fibra utilizada (4-5 ps/nm), proporcionando una mayor flexibilidad en el diseño de las redes.



---

# Bibliografía

- [1] M. Ibsen, M. Durkin, M. Cole, and R. Laming, “Sinc-sampled fiber Bragg gratings for identical multiple wavelength operation,” *Photonics Technology Letters, IEEE*, vol. 10, pp. 842–844, June 1998.
- [2] D. Pastor, W. Amaya, and R. Garcia-Olcina, “Effect of group velocity dispersion on all-optical encoded labels in optical packet networks,” in *11th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON)*, pp. 1–4, 2009.
- [3] H. Sardesai, C.-C. Chang, and A. Weiner, “A femtosecond code-division multiple-access communication system test bed,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 16, pp. 1953–1964, November 1998.
- [4] C. Goursaud, Y. Zouine, A. Julien-Vergonjanne, C. Aupetit-Berthelemot, J. Cances, and J. Dumas, “Effects of the fiber chromatic dispersion on the performances of an O-CDMA scheme for high-speed access networks,” in *Second IFIP International Conference on Wireless and Optical Communications Networks, 2005. WOCN 2005.*, pp. 9–13, 6–8 March 2005.
- [5] F. Ouellette, “Dispersion cancellation using linearly chirped Bragg grating filters in optical waveguides,” *Opt. Letters*, vol. 12, pp. 847–849, October 1987.
- [6] B. Eggleton, T. Stephens, P. Krug, G. Dhosi, Z. Brodzel, and F. Ouellette, “Dispersion compensation using a fibre grating in transmission,” *Electronics Letters*, vol. 32, no. 17, pp. 1610–1611, 1996.
- [7] H. B. Jaafar, S. LaRochelle, P.-Y. Corts, and H. Fathallah, “1.25 Gbit/s transmission of optical FFH-OCDMA signals over 80 km with 16 users,” *Optical Society of America*, 2000.
- [8] C. Madsen, G. Lenz, A. Bruce, M. Cappuzzo, L. Gomez, and R. Scotti, “Integrated all-pass filters for tunable dispersion and dispersion slope compensation,” *Photonics Technology Letters, IEEE*, vol. 11, no. 12, pp. 1623–1625, 1999.

- [9] G. VanWiggeren, A. Motamedi, and D. Barley, "Single-scan interferometric component analyzer," *Photonics Technology Letters, IEEE*, vol. 15, no. 2, pp. 263–265, 2003.
- [10] A. Rahim, S. Schwarz, J. Bruns, K. Voigt, D. Kroushkov, M. Arnous, C. Schaffer, and K. Petermann, "Finite Impulse Response Filter Using 4-Port MMi Couplers for Residual Dispersion Compensation," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 30, no. 7, pp. 990–996, 2012.
- [11] B. Dai and X. Wang, "Novel FBG Decoder for Simultaneous Time Domain Coherent Optical Code Recognition and Chromatic Dispersion Compensation," *Photonics Technology Letters, IEEE*, vol. 22, no. 22, pp. 1671–1673, 2010.
- [12] D. Pastor, W. Amaya, R. Baños, and V. Garcia-Munoz, "Simultaneous chromatic dispersion compensation and coherent direct-sequence OCDMA encoding on a single SSFBG device," in *13th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON)*, pp. 1–4, June 2011.
- [13] R. B. nos, D. Pastor, W. Amaya, and V. Garcia-Munoz, "Chromatic dispersion compensation and coherent Direct-Sequence OCDMA operation on a single super structured FBG," *Opt. Express*, vol. 20, pp. 13966–13976, June 2012.
- [14] R. Banos, D. Pastor, W. Amaya, and V. Garcia-Munoz, "Chromatic dispersion tolerant coherent DS-OCDMA encoding based on SSFBG devices," in *14th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON), 2012*, pp. 1–4, 2012.
- [15] G. Agrawal, *Nonlinear Fiber Optics*. Academic Press, Academic Press, 2013.
- [16] R. Feded, M. Zervas, and M. Muriel, "An efficient inverse scattering algorithm for the design of nonuniform fiber Bragg gratings," *Quantum Electronics, IEEE Journal of*, vol. 35, pp. 1105–1115, Augustust 1999.
- [17] J. Skaar, L. Wang, and T. Erdogan, "On the synthesis of fiber Bragg gratings by layer peeling," *Journal of Quantum Electronics, IEEE* , vol. 37, pp. 165–173, February 2001.
- [18] D. Pastor, W. Amaya, and R. Garcia-Olcina, "Design of high reflectivity superstructured FBG for coherent OCDMA employing synthesis approach," *Electronics Letters*, vol. 43, pp. 824 –825, 19 2007.
- [19] R. García Olcina, *Sistema de fabricación de altas prestaciones de redes de difracción de bragg en fibra y aplicaciones al campo de los sensores ópticos y a los sistemas de comunicaciones ópticas*. PhD thesis, Universidad Politécnica de Valencia, 2008.

- 
- [20] W. Amaya, D. Pastor, and J. Capmany, “Modeling of a Time-Spreading OCD-MA System Including Nonperfect Time Gating, Optical Thresholding, and Fully Asynchronous Signal/Interference Overlapping,” *Photonics Technology Letters, IEEE*, vol. 26, pp. 768–776, April, 2008.
  - [21] K. Kitayama, “Code division multiplexing lightwave networks based upon optical code conversion,” *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, vol. 16, pp. 1309–1319, September 1998.
  - [22] H. Sotobayashi, W. Chujo, and K. Kitayama, “Transparent virtual optical code/wavelength path network,” *Selected Topics in Quantum Electronics, IEEE Journal of*, vol. 8, pp. 699–704, May/June 2002.



---

## Capítulo 6

# Dispositivos Codificadores Ópticos Coherentes Integrados.

### 6.1 Introducción.

A diferencia de los capítulos previos donde se ha desarrollado la codificación óptica utilizando dispositivos implementados en fibra óptica basados en redes de difracción (*SSFBGs*), en el presente capítulo se aborda su implementación mediante circuitos ópticos integrados en tecnología de silicio.

En los últimos años, los dispositivos integrados en silicio han experimentado un gran desarrollo debido a su reducido tamaño y estabilidad, comparados con su equivalente en componentes ópticos en fibra. Las principales aplicaciones se basan en el procesado y manipulación de señales ópticas y/o eléctricas [1].

Dentro de las más destacadas se sitúa el filtrado óptico, que ha sido extensamente desarrollado encaminando los esfuerzos hacia el diseño de filtros avanzados que permiten tanto la modificación de la amplitud, como la fase de las señales, ópticas y eléctricas, en el dominio óptico.

En la literatura, es posible encontrar diferentes propuestas para la implementación de los dispositivos codificadores integrados, tanto a través de líneas de retardo [2] junto con dispositivos interferométricos multimodo (*MMI*) [3] como basados en *Arrayed waveguide gratings* (*AWGs*) [4], implementando codificación coherente e incoherente respectivamente.

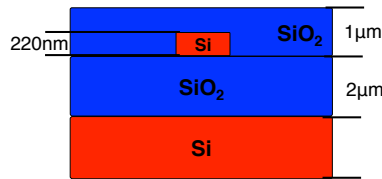
En este capítulo se va a desarrollar el diseño y verificación de dispositivos codificadores coherentes con funcionalidad equivalente a los dispositivos basados en *SSFBGs*, implementando diferentes longitudes de *chips* en un único dispositi-

vo y, a diferencia de los dispositivos implementados en *SSFBSs*, presentando la capacidad de sintonización en código mediante efecto termo-óptico.

## 6.2 Diseño y fabricación de los dispositivos Codificadores Coherentes en SOI.

*Silicon On Insulator (SOI)* es una tecnología que presenta un alto contraste entre el núcleo y la cubierta o *cladding*, con valores alrededor de  $\Delta n = 2$ , Silicio  $n_{Si} = 3.5$  y Sílice  $n_{SiO_2} = 1.46$ , respectivamente. Debido al alto contraste, es posible reducir el radio de curvatura en las guías [5] y se obtiene un mayor confinamiento de los modos, reduciéndose las dimensiones [6, 7] .

En la Figura 6.1 se puede ver el modelo de capas utilizado en los dispositivos presentados en este capítulo, en el que se obtiene un gran confinamiento tanto vertical como lateral [8]. Sin embargo, el alto contraste incrementa la sensibilidad a las perturbaciones, principalmente debidas a rugosidades en las superficies [9] que producen reflexiones indeseadas de la señal.



**Figura 6.1:** Capas del modelo físico.

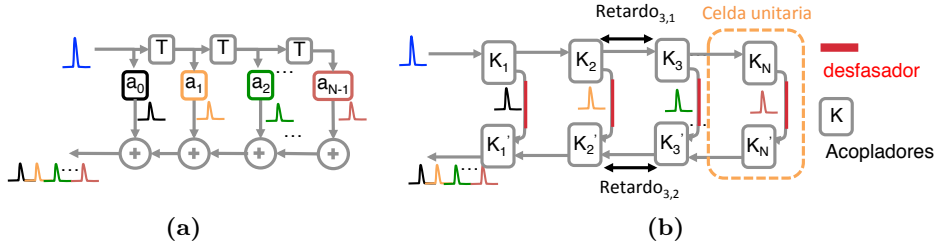
En la implementación física de los dispositivos en tecnología integrada en silicio se ha optado por uno de los diseños más sencillos equivalente a un filtro *FIR*; tal y como se presenta en la Figura 6.2a.

Este modelo está basado en celdas unitarias que modelan cada una de los *chips* que conforman la palabra código. Estas celdas a su vez están compuestas por: líneas de retardo (T), acopladores para conformar la señal (K) (extracción/adición de señales) y desfasadores termo ópticos ( $\Delta\phi$ ) para modificar la fase de cada uno de los *chips*, tal y como se muestra en Figura 6.2.

Los acopladores definen la amplitud en potencia de cada una de los *chips* por celda unitaria ( $K_i$ ,  $K'_i$ ). La sección de acoplo en la parte superior ( $K_i$ ) se utiliza para dividir la señal apropiadamente hacia cada uno de los caminos ópticos e inducir los desfases propios de cada una de las muestras. La sección de acoplo situada en la parte inferior ( $K'_i$ ), se emplea para combinar las señales provenientes de cada uno de los desfasadores, conformando la señal final distribuida en el tiempo.

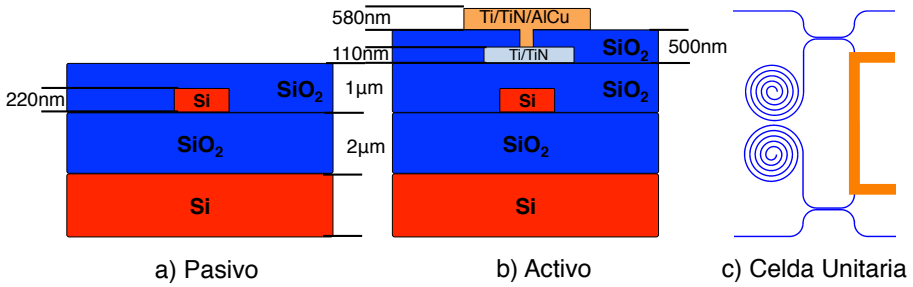
El último de los elementos son los desfasadores ópticos, marcados en color rojo en el esquemático. Éstos son implementados a través de capas metálicas de titanio superpuestas a las guías, que modifican el índice de refracción en función de la corriente eléctrica que las atraviesa mediante efecto termoóptico, modificando así la fase relativa entre las señales provenientes de cada camino/celda unitaria [10].





**Figura 6.2:** Estructura diseñada en SOI.

Tanto las líneas de retardo como las secciones de acoplo, son secciones pasivas, mientras que los desfasadores termo ópticos, al necesitar el paso de una corriente eléctrica son secciones activas, por lo que su diseño de capas (Figura 6.3,a-b) se verá modificado.



**Figura 6.3:** Capas del modelo físico.

El diseño final de la celda unitaria básica (acoplador 3 dB) puede verse en la Figura 6.3-c, donde están representadas las secciones pasivas mediante líneas de color azul (acopladores y líneas de retardo), y la sección activa (desfasadores termo ópticos) en color naranja superpuesta a la guía. Cabe señalar que los accesos no utilizados en las secciones de acoplo se han terminado en espiral a fin de evitar reflexiones indeseadas al presentar altas pérdidas por curvatura favoreciendo el desvanecimiento de la señal y por tanto, evitando su reflexión.

En la Tabla 6.1 se muestran algunos de los parámetros principales, obtenidos en implementaciones previas de dispositivos en *SOI*.

Una vez esbozado el modelo de los dispositivos codificadores coherentes en *SOI*, han de definirse los parámetros básicos de los elementos que componen las estructuras unitarias.

| Parámetro    | Valor           | Descripción                                |
|--------------|-----------------|--|
| $\lambda$    | 1550 nm         | Longitud de onda de trabajo                |
| W            | 450 nm          | Ancho de las guías                         |
| R            | 5 $\mu\text{m}$ | Radio de curvatura mínimo                  |
| gap          | 200 nm          | Distancia mínima entre guías               |
| Polarización | TE              | Polarización soportada por el dispositivo. |
| $n_{Si}$     | 3.47            | Índice de refracción del $Si$ a 1550 nm    |
| $n_{SiO_2}$  | 1.46            | Índice de refracción del $SiO_2$ a 1550 nm |

**Tabla 6.1:** Parámetros de diseño utilizados para los dispositivos integrados de/codificadores.

### 6.2.1 Celdas unitarias.

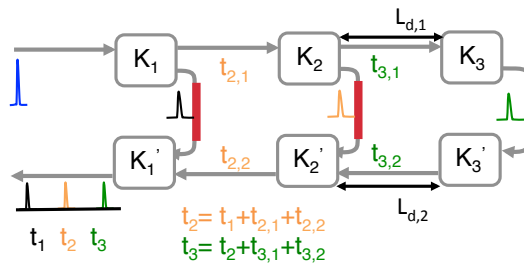
#### *Líneas de retardo.*

Las líneas de retardo son simples guías onda que interconectan la salida y la entrada de las secciones de acoplo entre dos celdas unitarias.

En el modelo esquemático de la Figura 6.4, se muestra la distribución temporal de los pulsos ópticos obtenidos de la primera y la segunda celda unitaria.

El pulso obtenido a la salida de la segunda etapa está retrasado con respecto al primero un tiempo  $t_{2,1} + t_{2,2}$ ; el tercero respecto al segundo  $t_{3,1} + t_{3,2}$ , producto del recorrido del pulso por el camino superior ( $t_{i,1}$ ) e inferior ( $t_{i,2}$ ).

Cabe destacar, que aunque la distribución temporal sólo se muestra en el caso de tres secciones de acoplo, dado que cada celda unitaria está definida de manera equivalente, el análisis temporal es extensible a cualquier longitud de dispositivo.



**Figura 6.4:** Líneas de retardo.

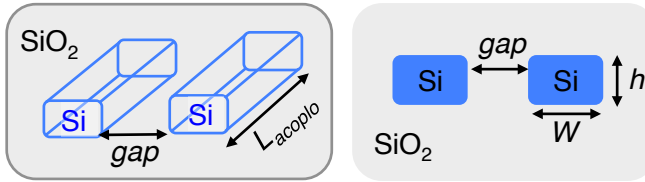
Al depender el tiempo entre *chips* de la longitud de las guías de onda superior e inferior ( $L_{d1}$  y  $L_{d2}$ ) que interconectan dos secciones de acoplo, en la implementación de los dispositivos coherentes que nos ocupa (tiempo entre *chips* constante (6.1)) la distancia total de las guías que se debe implementar viene definido por (6.2).



Por tanto, caracterizando ambos modos, la ecuación (6.5) se puede simplificar como (6.6) en función de la longitud de onda central de trabajo ( $\lambda_c$ ) y los índices efectivos de los modos simétrico y antisimétrico ( $n_0$  y  $n_1$ ).

$$L_B = \frac{\lambda}{2 \cdot (n_0 - n_1)} \quad (6.6)$$

Los modos y los índices efectivos del acoplador se han obtenido mediante el software de simulación *Field Designer*, en el que se ha utilizado la estructura mostrada en la Figura 6.6 y los parámetros de la Tabla 6.2 en la simulación. Una vez obtenidos estos parámetros, la longitud de batido que se obtiene a una longitud de onda de trabajo en tercera ventana (1550 nm) es  $\sim 23.396 \mu\text{m}$ .



**Figura 6.6:** Estructura simulada.

|       |                  |
|-------|------------------|
| W     | 450 nm           |
| h     | 220 nm           |
| gap   | 200 nm           |
| $n_0$ | 2.37000918017074 |
| $n_1$ | 2.33688328154521 |

**Tabla 6.2:** Parámetros de simulación.

En la Figura 6.7 queda representado el comportamiento de la constante de acoplo, en función de la longitud de la sección de acoplo, para el valor de longitud de batido obtenido de la simulación (a). Análogamente, se presenta el comportamiento para variaciones de la longitud de batido en función de variaciones en los índices de los modos simétrico y antisimétrico (b).

De los resultados de la simulación, se puede ver la alta sensibilidad de la longitud de batido en función de la diferencia entre los índices  $n_0$  y  $n_1$ . Aunque las herramientas de simulación procuran resultados muy satisfactorios en el cálculo de los índices y por tanto de la longitud de batido, las variaciones en el índice efectivo final son inherentes al propio proceso de fabricación.

Basándonos en el comportamiento descrito, en este trabajo la modificación de la constante de acoplo de cada una de las secciones se implementará mediante variaciones en la longitud de acoplo, tal y como presentan en [14].

En otros trabajos, la modificación de la constante de acoplo se implementan mediante la modificación de la separación entre guías (*gap*), sin embargo, la precisión

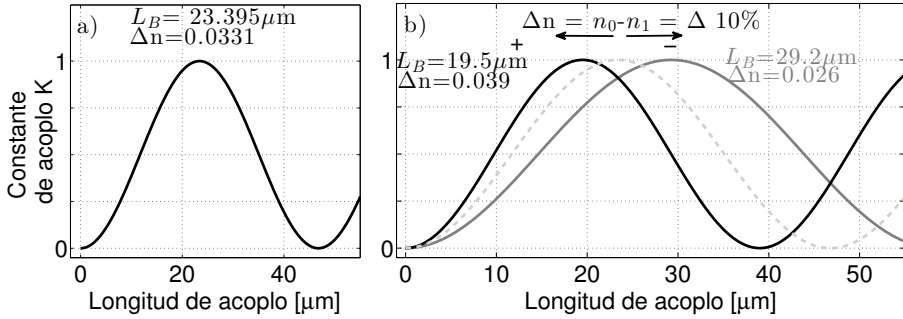


Figura 6.7: Constante de acoplo  $K$  en función de  $L_B$ .

final obtenida en la separación de las guías depende en gran parte del proceso de fabricación, con resoluciones de decenas de nanómetros, por lo que esta metodología es más propensa a desviaciones en la constante de acoplo al requerir de mayores resoluciones [15].

La susceptibilidad de la constante de acoplo a pequeñas desviaciones de la longitud de batido de diseño y/o de la longitud de la sección de acoplo puede verse en las simulaciones mostradas en la Figura 6.7-b), siendo más acusadas cuando la longitud de la sección de acoplo es mayor. Por ello, en el diseño propuesto, se utilizarán las menores longitudes que proporcionen la constante de acoplo requerida; reduciendo además las pérdidas por transmisión y las dimensiones finales de cada una de las celdas unitarias.

En la Figura 6.8, se muestra el diseño básico de un acoplador direccional con  $K=0.5$ . Los tramos de las guías de entrada y salida están implementados mediante tramos curvos de radio  $R$  y en la parte central se implementa una sección recta con una separación de 200 nm (*gap*). Tal y como se presenta en [16] la sección de acoplo entre las guías no estará sólo formada por la sección recta definida, sino que parte de la sección curva también formará parte de la longitud de acoplo.

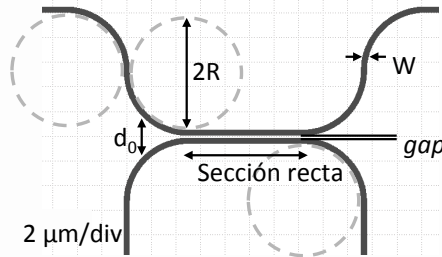


Figura 6.8: Estructura del acoplador 3 dB.

La distancia en la cual se empieza a acoplar potencia entre guías se representa por  $d_0$  y se define como la distancia entre los extremos más cercanos de las guías paralelas. La longitud efectiva de la sección de acoplo puede definirse en función de las características de la estructura de la forma (6.7) [16].

$$\begin{aligned}
L_A &= L_R + 2 \cdot L_C \\
L_A &= L_R + 2 \cdot R \cdot \arccos \left( 1 - \frac{d_0 - gap}{2 \cdot R + W} \right)
\end{aligned} \tag{6.7}$$

Donde  $L_R$  representa la longitud de la sección recta, y  $L_C$  el tramo perteneciente a la sección curva. En el cálculo de la sección curva, los parámetros utilizados son:  $W$ , el ancho de las guías,  $R$  el radio máximo de curvatura implementado ( $5\mu m$ ) y  $d_0$  la distancia entre guías donde el modo del acoplador es equivalente a los modos de cada una de las guías por separado.

El valor de  $d_0$  se ha estimado mediante simulaciones teóricas cambiando el ancho del *gap* obteniéndose finalmente un valor de  $0.5 \mu m$ , siendo la longitud de la sección curva  $\sim 1.256 \mu m$ . Esta longitud extra que modifica la longitud de acoplo, ha de ser tenida en cuenta en el diseño de las longitudes de las secciones rectas de los acopladores.

Podría pensarse que éste efecto no es limitante, sin embargo, una variación de  $1.256 \mu m$  en la longitud de un acoplador direccional de 3 dB, cuya  $L_B = 23.396 \mu m$ , supondría una variación del valor ideal del 9 % en la constante de acoplo, incrementándose  $K$  de 0.5 a 0.59. Éstas variaciones, sumadas a las imprecisiones del proceso de fabricación, podrían ocasionar una distorsión importante de las constantes de acoplo.

### ***Desfasadores ópticos.***

Los desfasadores ópticos implementados en los dispositivos presentados en este capítulo, se basan en el efecto termo óptico. Éstos se implementan superponiendo a la guía onda estándar una capa metálica, en nuestro caso de titanio, la cual al ser atravesada por una corriente eléctrica modificará la temperatura y por tanto el valor del índice de refracción [17], (6.8).

$$\frac{\delta n}{\delta T} = 1.8610^{-4} K^{-1} \tag{6.8}$$

Al modificarse los índices de refracción, la constante de propagación también se verá modificada y en función de la longitud de la sección metálica se producirá un cambio de fase (6.9).

$$\begin{aligned}
\Delta n &\propto \Delta \beta \\
\Delta \phi &= \Delta \beta \cdot L
\end{aligned} \tag{6.9}$$

En el proceso de fabricación de los desfasadores termo ópticos la altura de la capa metálica que se deposita tiene un valor fijo definido por la plataforma de fabricación, de 110 nm de altura (en este caso es *LETI technology*), por lo que el resto del diseño físico estará condicionado por este valor.

Mediante herramientas de simulación (*Field Designer*) se han obtenido los parámetros más eficientes (Tabla 6.3), en cuanto a la altura de la capa de óxido de silicio entre guía y capa metálica ( $h_{buff}$ ) y la longitud de la capa metálica, que

producen las menores pérdidas por absorción para el diseño planteado.

Cabe resaltar, que los datos proporcionados teóricos han sido proporcionados por *VLC Photonics*, empresa junto a la cual se ha desarrollado el diseño de los dispositivos en estrecha colaboración.

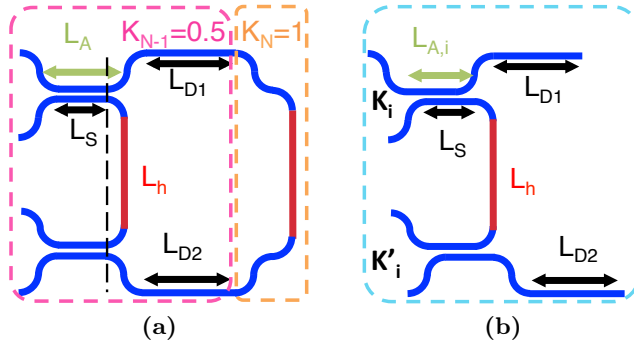
|                    |                     |
|--------------------|---------------------|
| $h_{buff}$         | $1 \mu\text{m}$     |
| $L_{metal}$        | $238.4 \mu\text{m}$ |
| Pérdidas [dB/cm]   | $0.0044 \text{ m}$  |
| $\Re\Delta n_{Si}$ | $0.00325$           |
| $\Im\Delta n_{Si}$ | $-6.83e^{-13}$      |

**Tabla 6.3:** Parámetros desfasadores termo ópticos.

### 6.2.2 Dispositivos propuestos.

En este trabajo se proponen dispositivos de 4, 8 y 16 *chips*, por lo que para obtener una contribución uniforme de cada una de las celdas unitarias sobre la señal final, las constantes de acoplo de cada uno de las celdas unitarias (Figura 6.9b) deben definirse de forma adecuada y reducirse la longitud de la sección de acoplo consecuentemente.

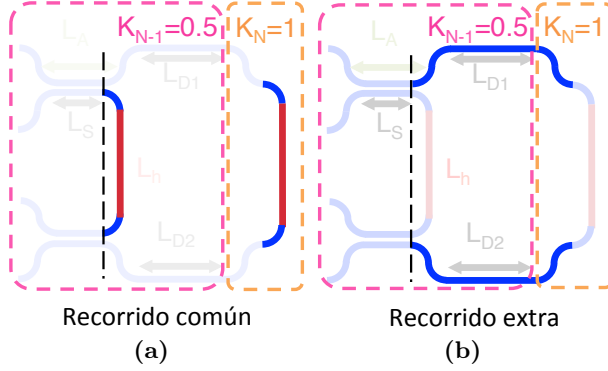
Independientemente de la longitud del dispositivo, la constante de acoplo de la penúltima celda unitaria implementada será fijada a un valor de 0.5, dividiendo la potencia de entrada por igual entre el penúltimo y el último *chip*,  $K_{N-1} = 0.5$  y  $K_N = 1$  (Figura 6.9a). Las otras constantes son derivadas mediante la expresión (6.10), cuyo equivalente físico se muestra en la Figura 6.9b.



**Figura 6.9:** Esquema de la celda básica unitaria intermedia y final.

$$K_{i+1} = \frac{K_i}{1-K_i} \rightarrow K_i = \frac{K_{i+1}}{1+K_{i+1}} \quad (6.10)$$

Esta ecuación sería válida en un modelo ideal donde no existen pérdidas de propagación. Es por ello, que habrá que añadir un término adicional  $L$ , para compensar



**Figura 6.10:** Dos últimas celdas unitarias.

la propagación de la señal a través de las guías entre secciones de acoplo (6.11) [5, 18], la longitud extra a compensar  $L$  entre secciones contiguas se representa en la Figura 6.10b.

$$\begin{aligned} K_{i+1} &= \frac{K_i}{(1-K_i) \cdot L} \\ K_i &= \frac{K_{i+1} \cdot L}{1+(K_{i+1} \cdot L)} \end{aligned} \quad (6.11)$$

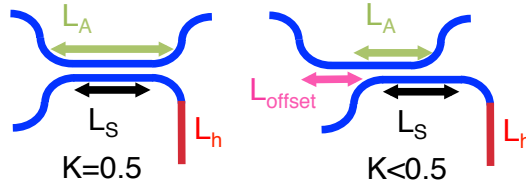
$$\begin{aligned} L &= 10^{-\frac{\alpha_{dB} \cdot L_{extra}}{10}} \\ \alpha_{dB} &= 2.4 \left( \frac{dB}{cm} \right) \end{aligned} \quad (6.12)$$

La longitud extra esta formada principalmente por los tramos de guías de onda definidas como líneas de retardo  $L_d$ , cuya longitud debe ser modificada en función del  $t_{ch}$  que se quiera implementar, como se ha definido anteriormente.

Siguiendo las premisas citadas, se han obtenido las constantes de acoplo necesarias para obtener dispositivos de 4, 8 y 16 *chips*, cuyos resultados se muestran en las Tablas 6.4, 6.5 y 6.6, respectivamente.

En el diseño que se plantea en este trabajo, todas las secciones de acoplo utilizan una estructura idéntica de igual longitud, equivalente a  $L_B/2$  ( $K = 0.5$ ), donde la modificación de la longitud de las secciones de acoplo se efectuará mediante una desplazamiento longitudinal ( $L_{offset}$ ) (Figura 6.11) de las estructuras básicas, tal y como se propone en [14].





**Figura 6.11:** Variación de la constante de acoplamiento, introduciendo un *offset* horizontal entre guías.

| $K$   | Valor | $L_{Acoplo} [\mu m]$ | $L_{offset} [\mu m]$ |
|-------|-------|----------------------|----------------------|
| $K_1$ | 0.24  | 7.7                  | 3.99                 |
| $K_2$ | 0.32  | 9.08                 | 2.6                  |
| $K_3$ | 0.49  | 11.643               | 0.055                |
| $K_4$ | 1     | -                    | -                    |

**Tabla 6.4:** Dispositivos de 4 *chips*.

| $K$   | Valor | $L_{Acoplo} [\mu m]$ | $L_{offset} [\mu m]$ |
|-------|-------|----------------------|----------------------|
| $K_1$ | 0.11  | 5.238                | 6.45                 |
| $K_2$ | 0.13  | 5.639                | 6.05                 |
| $K_3$ | 0.16  | 6.141                | 5.55                 |
| $K_4$ | 0.19  | 6.79                 | 4.9                  |
| $K_5$ | 0.24  | 7.7                  | 3.99                 |
| $K_6$ | 0.32  | 9.08                 | 2.6                  |
| $K_7$ | 0.49  | 11.643               | 0.055                |
| $K_8$ | 1     | -                    | -                    |

**Tabla 6.5:** Dispositivos de 8 *chips*.

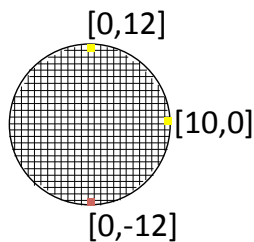
| $K$      | Valor | $L_{Acoplo} [\mu m]$ | $L_{offset} [\mu m]$ |
|----------|-------|----------------------|----------------------|
| $K_1$    | 0.055 | 3.55                 | 8.14                 |
| $K_2$    | 0.06  | 3.68                 | 8.01                 |
| $K_3$    | 0.064 | 3.83                 | 7.86                 |
| $K_4$    | 0.07  | 3.99                 | 7.7                  |
| $K_5$    | 0.076 | 4.18                 | 7.51                 |
| $K_6$    | 0.084 | 4.38                 | 7.3                  |
| $K_7$    | 0.093 | 4.629                | 7.06                 |
| $K_8$    | 0.1   | 4.9                  | 6.79                 |
| $K_9$    | 0.11  | 5.238                | 6.45                 |
| $K_{10}$ | 0.13  | 5.639                | 6.05                 |
| $K_{11}$ | 0.16  | 6.141                | 5.55                 |
| $K_{12}$ | 0.19  | 6.79                 | 4.9                  |
| $K_{13}$ | 0.24  | 7.7                  | 3.99                 |
| $K_{14}$ | 0.32  | 9.08                 | 2.6                  |
| $K_{15}$ | 0.49  | 11.643               | 0.055                |
| $K_{16}$ | 1     | -                    | -                    |

**Tabla 6.6:** Dispositivos de 16 *chips*.

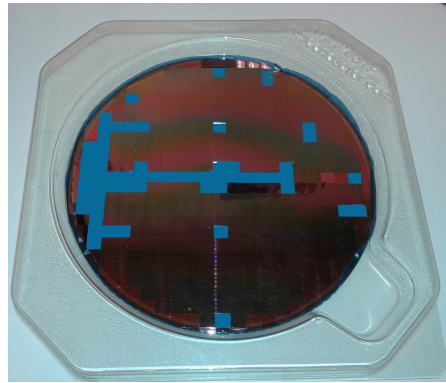
### 6.2.3 Dispositivos fabricados.

En la Figura 6.12a se muestra la fotografía de la oblea que contiene los dispositivos fabricados. La nomenclatura utilizada para definir cada dispositivo se basa en la ubicación del dispositivo en los ejes XY (columna, fila), acorde a este procedimiento el dispositivo central de la oblea se define como  $[0,0]$ .

Existen 21 columnas  $(-10 \dots 10)$  con un mínimo de 7 filas en los extremos  $(-3 \dots 3)$  y un máximo 25  $(-12 \dots 12)$  en la columna central, como puede verse en el esquema 6.12b). Cada dispositivo tiene unas dimensiones de 8 mm x 9 mm.



(a)



(b)

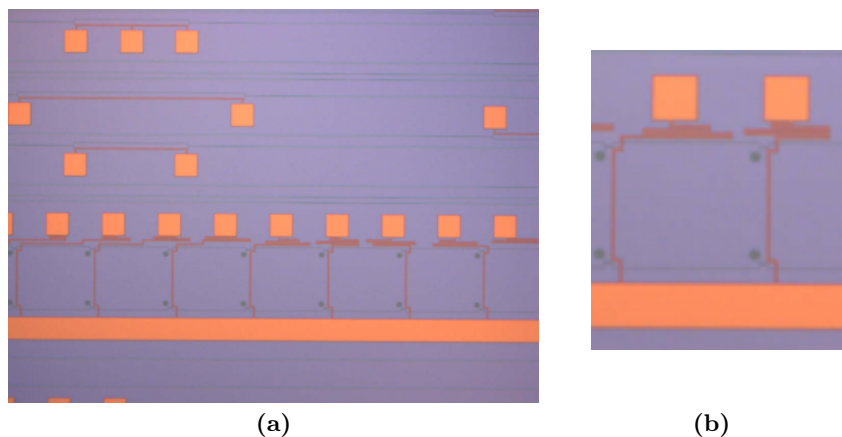
**Figura 6.12:** a) Esquema de la oblea. b) Fotografía real de la oblea.

En el proceso de fabricación de los dispositivos integrados presentados en este capítulo se ha modificado el tiempo de exposición entre las diferentes columnas, lo que repercute en una variación en el ancho de diseño de las guías [14, 19, 20]. La modificación del proceso de exposición se ejecuta de manera continua a fin de aplicar una variación del ancho de las guías entre -10 nm (columna de la izquierda) a +10 nm (columna de la derecha) del valor de diseño definido (450 nm).

Al modificar el ancho de las guías en este rango se va a producir una modificación de las propiedades de las estructuras, ya que tiene un efecto directo sobre el índice efectivo y la longitud de batido de los acopladores, como se verá seguidamente en el apartado de caracterización.

## 6.3 Caracterización de los dispositivos integrados fabricados.

La etapa de caracterización es una etapa crucial ya que va a permitir evaluar las características obtenidas y el grado de similitud del diseño teórico y el obtenido tras la fabricación, así como el efecto de la fabricación en las diferentes columnas. Junto con los dispositivos codificadores coherentes objetivo, se han fabricado estructuras de testeo, como por ejemplo guías rectas o *SW* (*Straight Waveguide*),



**Figura 6.13:** a) Fotografía de parte de las estructuras fabricadas en los dispositivos integrados. b) Detalle de la metalización en las estructuras codificadoras.

estructuras interferométricas *Mach Zhender (MZI)* y espirales. En la Figura 6.13a puede verse una fotografía de algunas de las estructuras de tests implementadas en cada dispositivo fabricado, así como uno de los dispositivos codificadores implementados. Las zonas de color anaranjado se corresponde con la capa metálica utilizada para la variación del índice de refracción. Como se puede apreciar, los tramos metálicos terminan en secciones cuadradas de mayor tamaño ( $2.5 \times 2.5 \mu\text{m}$ ), y de una sección rectangular mayor en el caso de los dispositivos codificadores. Dichos espacios se reservan para posicionar las sondas de corriente.

Para las estructuras codificadoras, tal y como puede verse en detalle en la Figura 6.13b, cada celda unitaria se compone de la sección metálica de los desfasadores ópticos y de una sección cuadrada en la parte superior para la introducción de corriente y una sección rectangular inferior, equivalente a la masa del circuito eléctrico, común a todos los desfasadores reduciendo el número de sondas necesarias.

### 6.3.1 Caracterización pasiva.

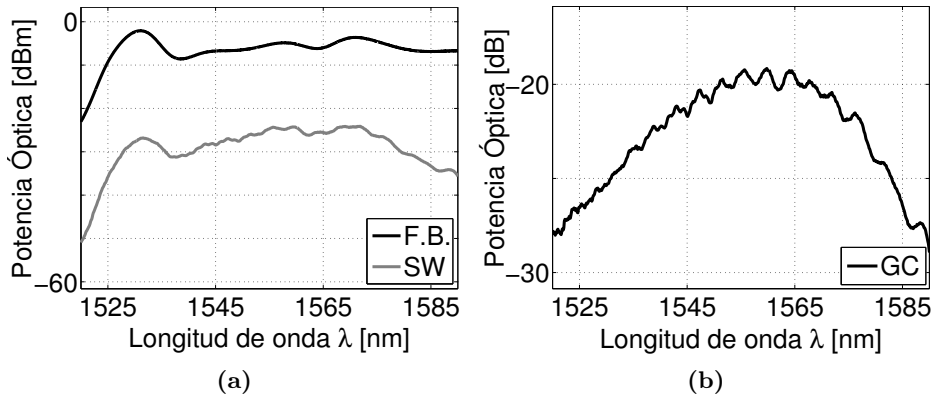
Para las estructuras codificadoras, una primera caracterización ha sido efectuada de forma pasiva, sin introducir corriente en las secciones de los desfasadores, permitiendo obtener el comportamiento tanto temporal como espectral de los dispositivos.

En la Figura 6.14 se puede ver el comportamiento espectral de la fuente de luz blanca utilizada y de la respuesta espectral obtenida en la medida de una de las guías rectas (*SW, Straight Waveguide*) que forma parte de las estructuras implementadas en los dispositivos integrados (Figura 6.14a).

Estas guías rectas se utilizan para definir las pérdidas tanto de transmisión del dispositivo, como las debidas al acoplo y extracción de luz, necesarias para la nor-

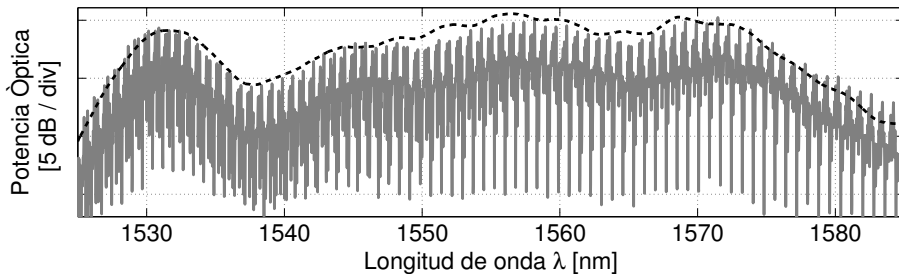
malización de las señales obtenidas. A partir de éstos datos se puede extraer el ancho de banda frecuencial (Figura 6.14b) que viene limitado por las estructuras de entrada y salida. En este diseño se ha optado por la implementación mediante (*gratings couplers*) [20–22], cuyo ancho de banda espectral obtenido es muy extenso  $BW_{FWHM} \sim 50$  nm. Las pérdidas obtenidas, tal y como se puede apreciar en la Figura 6.14b, son de 18 dB a la longitud de onda de diseño (1550 nm).

Las pérdidas esperables por cada *grating coupler* son de  $\sim 6$  dB [22, 23], que junto a los 3 dB del divisor de potencia que se utiliza a la salida para dividir la señal hacia un medidor de potencia y el analizador de espectros [20, 22], alcanzan un total de unos 15 dB. Hay que añadir pérdidas adicionales debidas a conectores (0.5 dB/conector), o a desalineamientos entre la fibra y los *grating coupler* o ángulo de incidencia, etc. Utilizando la misma fuente blanca, en la Figura 6.15 se muestra



**Figura 6.14:** Medida espectral de una SW y la fuente blanca utilizada (Resolución = 10 pm).

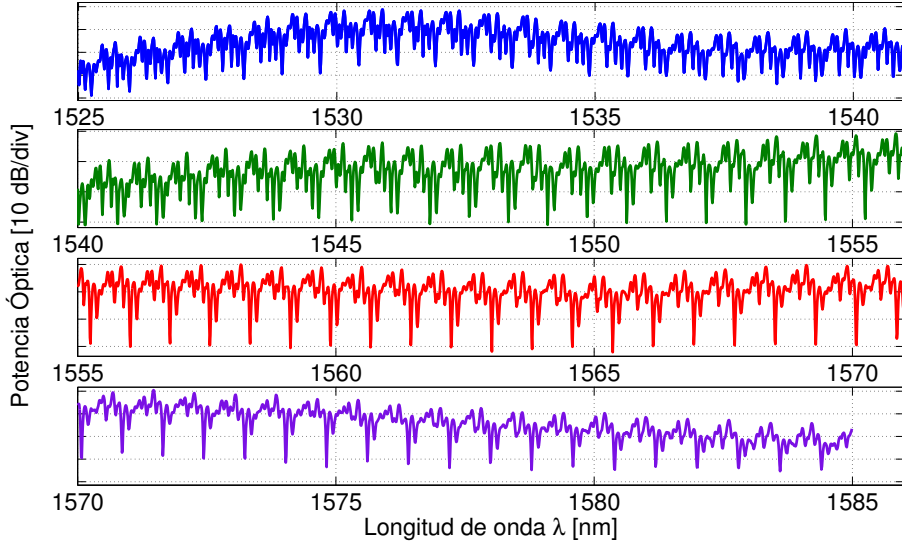
el comportamiento espectral de una de las estructuras codificadoras de 16 *chips* (dispositivo del central de la oblea), donde se aprecia cómo la envolvente global es equivalente a la envolvente conjunta de la fuente blanca y los *grating coupler*.



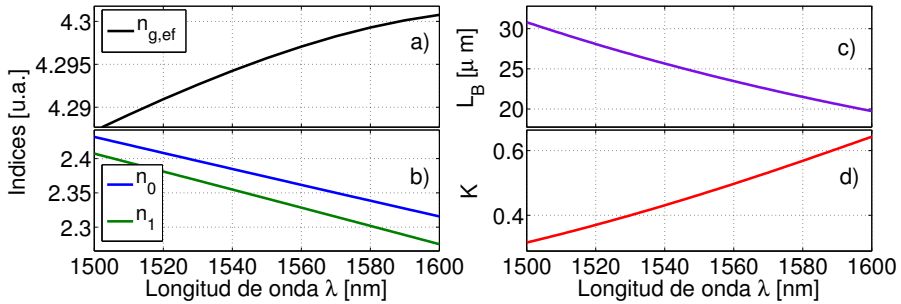
**Figura 6.15:** Medida espectral de la estructura de 16 *chips* utilizando una fuente blanca.

En la Figura 6.16 se muestra el comportamiento espectral por tramos de longitud de onda, donde puede verse cómo el comportamiento del espectro se modifica en función de la misma. Este comportamiento se debe a la dependencia del índice de

refracción con la longitud de onda. En la Figura 6.17 puede verse la variación del índice efectivo del modo TE en la subfigura a), en b) se muestra la variación de los índices de refracción de los modos simétrico y antisimétrico, y cómo influye sobre la longitud de batido c) y la constante de acoplo d).



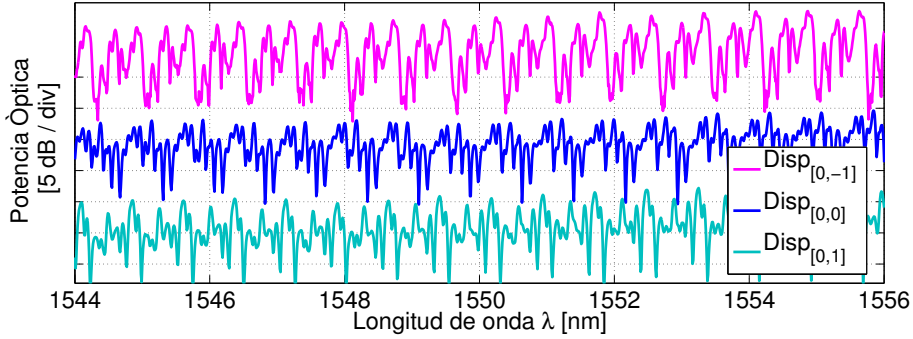
**Figura 6.16:** Detalle de la medida espectral de la estructura de 16 *chips* en diferentes zonas espectrales, pudiéndose apreciar la variación del índice de refracción efectivo con la longitud de onda, y por ende, la variación de la característica espectral.



**Figura 6.17:** Comportamiento en longitud de onda para: a) índice de grupo efectivo, b) índice de grupo de los modos par e impar, c) longitud de batido obtenida, d) constante de acoplo.

El comportamiento espectral mostrado es propio de uno de los dispositivos integrados medidos, pero no es equivalente en todos los dispositivos. En la Figura 6.18 se muestra la característica espectral de dos dispositivos integrados de columnas adyacentes a la central, donde se puede apreciar cuán diferentes son. Éste hecho es debido a la variación de los anchos de las guías a lo largo del proceso de fabrica-

ción que modifican la fase relativa entre *chips* y en consecuencia la característica espectral resultante.

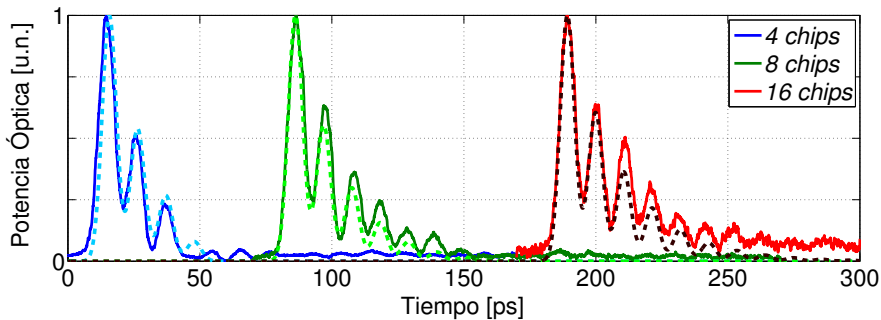


**Figura 6.18:** Característica espectral de tres dispositivos integrados de columnas contiguas.

Sin embargo, aunque el comportamiento espectral difiera el comportamiento temporal en potencia sigue la misma tendencia para dispositivos diferentes. En la Figura 6.19, se muestran los resultados temporales obtenidos para las diferentes estructuras de 4, 8 y 16 *chips* a una longitud de onda de 1552 nm del dispositivo integrado en la posición central de la oblea [0,0].

De estos resultados se obtiene la primera discrepancia notable con respecto al diseño teórico ideal, ya que en vez de obtener una contribución en potencia constante de cada uno de los *chips* de las respuesta temporal en una la longitud de onda cercana a la de diseño (1552 nm *vs* 1550 nm), se obtiene una envolvente decreciente, fruto de tener un acoplo mayor al ideal definido en el modelo teórico.

Mediante simulaciones se han obtenido los resultados mostrados con línea discontinua en la Figura 6.19 que concuerdan perfectamente con los medidos únicamente aumentando las constantes de acoplo 0.14 de su valor de diseño.



**Figura 6.19:** Respuesta temporal medida para tres estructuras de diferente longitud junto con un modelado matemático de las constantes de acoplo que producen el comportamiento obtenido ( $K_{disco} + 0.14$ ).

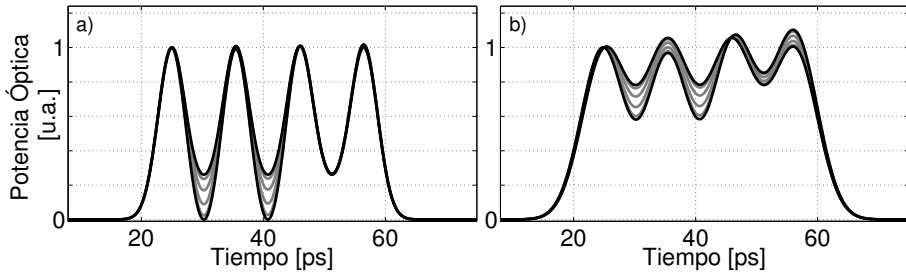
No obstante, inferir las constantes de acoplo, mediante la señal codificada es una tarea compleja; que requiere tener en cuenta tanto el ancho de la señal óptica de entrada, como el propio equipo de medida de las señales temporales (osciloscopio de muestreo, *DSA*), que repercutirá en un promediado de la envolvente.

Dependiendo de la fuente utilizada, que definirá el ancho del pulso temporal, existirá cierto solapamiento entre subpulsos de la señal codificada. El efecto de las fases relativas entre los mismos va a producir una fluctuación en la potencia de pico de la respuesta codificada temporalmente, provocando que los resultados obtenidos en referencia a las constantes de acoplo inferidas varíen sustancialmente dependiendo de si a influencia es constructiva ( $\Delta\Phi_{i,i+1} = 0$ ) o destructiva ( $\Delta\Phi_{i,i+1} = \pi$ ).

En la Figura 6.20 se ejemplifica la fluctuación de la potencia de pico de los diferentes *chips* únicamente variando la fase del segundo *chip* en un rango de 0 a  $\pi$ , normalizando a la potencia del primero.

Se define un ancho del pulso equivalente a  $t_{ch}$  y una contribución en potencia uniforme, y se modela en el caso de tener únicamente el batido entre pulsos (a) y el resultado esperable utilizando el osciloscopio de muestreo del que se dispone (*DSA*) en (b).

Para el ancho del filtro del *DSA*, se ha tomado el valor dado en las especificaciones de 80 GHz ( $1/e$ ). Como se puede ver, el batido de los pulsos adyacentes, suponen una variación de hasta un  $\sim 12\%$  en la potencia de pico no sólo en el subpulso que cambia de fase, sino en toda la distribución de potencia de la señal codificada.

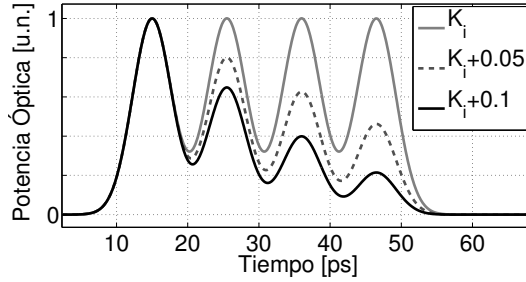


**Figura 6.20:** Fluctuaciones de la potencia de pico debido a la variación de la fase relativa entre *chips*.

Se podría pensar, que es esta fluctuación en potencia va a ser significativa, sin embargo, cualquier desvío en la constante de acoplo, por mínimo que sea, tiene un impacto mucho más acusado en la envolvente final de la señal codificada, tal y como se puede ver en la Figura 6.21.

Debido a estos resultados, se desprende que el principal motivo del desvío entre la señal codificada obtenida y la objetivo, mostrada en la Figura 6.19, se debe principalmente a la variación de las constantes de acoplo.

El efecto del aumento del valor de diseño se puede modelar retomando la expresión de la constante de acoplo (6.4), y emulando cómo afectan los posibles cambios en los parámetros definidos: la longitud de acoplo y la longitud de batido,  $L_A$  o  $L_B$ . Ambos parámetros se relacionan con las propiedades físicas del dispositivo fabricado. En la Figura 6.22 se muestra la influencia de pequeñas variaciones tanto en la lon-

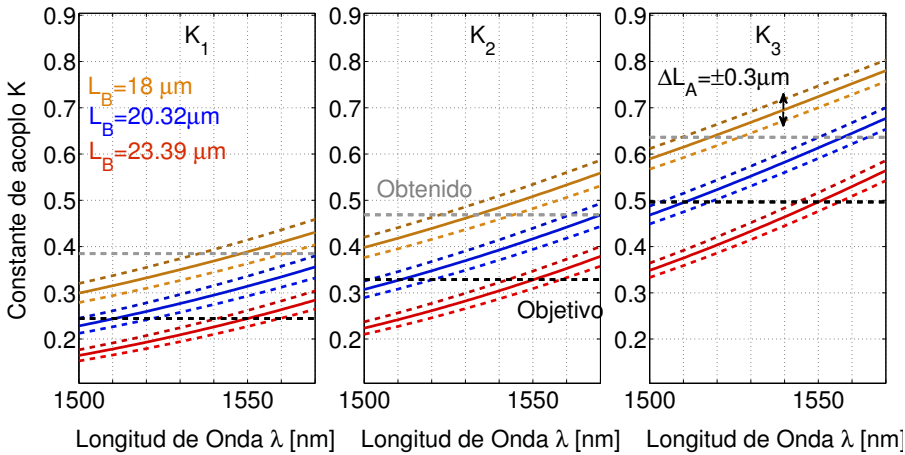


**Figura 6.21:** Fluctuaciones de la potencia de la señal temporal para distintos desvíos en el valor de la constante de acoplo.

gitud de acoplo, como en la longitud de batido teórica obtenida en simulación en función de las propiedades físicas, para un dispositivo de 4 *chips* cuyas constantes de acoplo ideales serían [0.24 0.32 0.49 1].

Para la longitud de batido, se ha simulado una disminución del valor obtenido por simulación que ocasiona un aumento de la constante de acoplo (ver resultados Figura 6.17 c y d). En concreto, se ha simulado longitudes de batido que proporcionan un aumento de 0.07 de la constante de acoplo ( $L_b = 20.3\mu\text{m}$ ), y aumentos de 0.14 ( $L_b = 18\mu\text{m}$ ). El origen de la modificación de la longitud de batido más probable es debido a una discrepancia en los índices efectivos de los modos simétrico y antisimétrico con respecto a los valores de diseño (como se representó en la Figura 6.7), siendo éste mucho más notable que las variaciones simuladas en la longitud de acoplo.

Adicionalmente se muestra en línea negra discontinua el valor ideal de la constante de acoplo para una longitud de onda de 1550 nm y en color gris, el valor extraído de la medida directa obtenida en tiempo.



**Figura 6.22:** Constante de acoplo en función de la longitud de onda y de variaciones en los índices  $n_0$  y  $n_1$ .



En base a los resultados obtenidos, se llega a la conclusión de que la longitud de batido efectiva es menor a la obtenida por simulación en base a los parámetros de diseño (incremento en las constantes de acoplo), y que dicho valor estará comprendido entre 18 y 20.3  $\mu\text{m}$ .

En concreto, estamos obteniendo valores similares a  $\sim 0.38$  ( $K_1=0.24$ ,  $\Delta K_1 = 0.14$ ) para la primera constante a una longitud de onda de 1550 nm, por lo que si nos fijamos en las subfiguras de la Figura 6.22 para obtener una reducción de las constantes de acoplo, sería suficiente con modificar la longitud de onda de trabajo.

Las variaciones del ancho de la guía y el *gap* obtenidos del documento proporcionado de la caracterización de los dispositivos tras el proceso de fabricación (Tabla 6.7) nos muestra una maxima variación de 470 y 239 nm en el ancho y el *gap* respectivamente de las guías fabricadas, y el valor mínimo en 427 y 197 nm. Tomando dichos valores para evaluar su efecto en la longitud de acoplo se han obtenido los valores teóricos de la longitud de la sección curva de acoplo en la última columna  $L_c^A$ .

De los datos proporcionados en la Tabla 6.7, los resultados más aproximados a los parámetros de diseño son los obtenidos en las columnas posicionadas más a la izquierda de la oblea ( $x < 0$ ), por lo que éstas columnas serán las que contengan los dispositivos con mejor comportamiento, debido a que las características físicas son las más similares a los parámetros utilizados en simulación y diseño.

Las desviaciones de las dimensiones de las guías y las estructuras con respecto al diseño teórico, afectan a la longitud de acoplo en la sección curva, pero sobre todo al índice efectivo, siendo éste más limitante, como se desprende de los resultados.

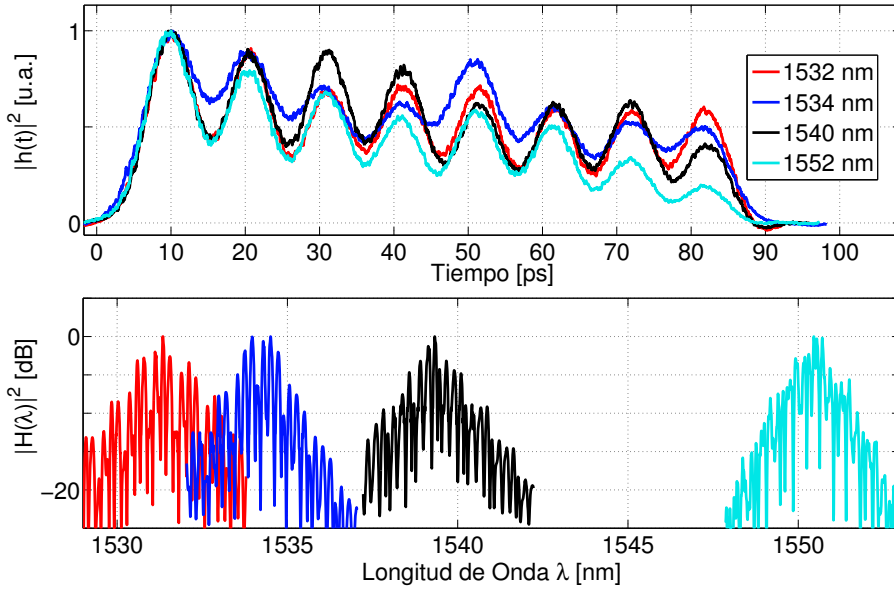
| Posición dispositivo [x,y] | W=450 [nm] | gap=200 [nm] | $L_c^A[\mu\text{m}]$ |
|----------------------------|------------|--------------|----------------------|
| diseño                     | 450        | 200          | 1.2                  |
| [-10,0]                    | 470        | 197          | 1.205                |
| [-5,0]                     | 440        | 219          | 1.162                |
| [0,0]                      | 435        | 237          | 1.125                |
| [5,0]                      | 427        | 239          | 1.121                |
| [10,0]                     | 434        | 224          | 1.152                |
| [9,4]                      | 435        | 226          | 1.148                |

**Tabla 6.7:** Medida de los parámetros de las guías fabricadas.

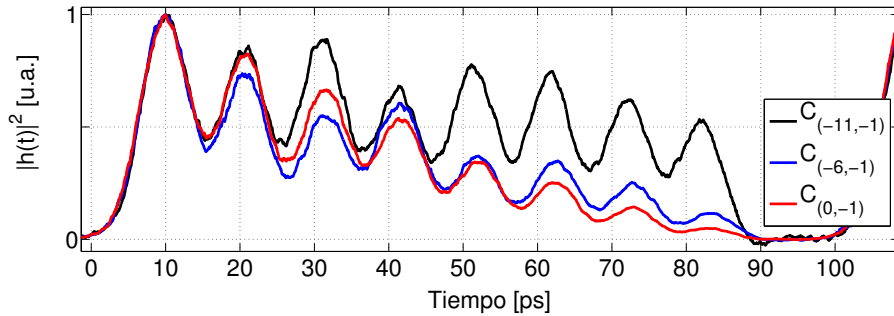
En la Figura 6.23 se muestra el resultado del espectro y la señal temporal en función de las longitudes de onda para uno de los dispositivos situados en la primera columna por la izquierda (parámetros más similares al diseño), donde se puede apreciar cómo el comportamiento en potencia de cada uno de los *chips* de la señal codificada mejora a medida que la longitud de onda disminuye.

En la Figura 6.24 se muestra el resultado de la codificación temporal a la longitud de onda 1532 nm para la misma estructura de 8 *chips* en diferentes columnas de la oblea.

Acorde con los resultados obtenidos, se procederá a cambiar la longitud de onda de trabajo a la mínima posible, la cual viene limitada por la fuente óptica utilizada



**Figura 6.23:** Variación de las constantes de acoplo en función de la longitud de onda



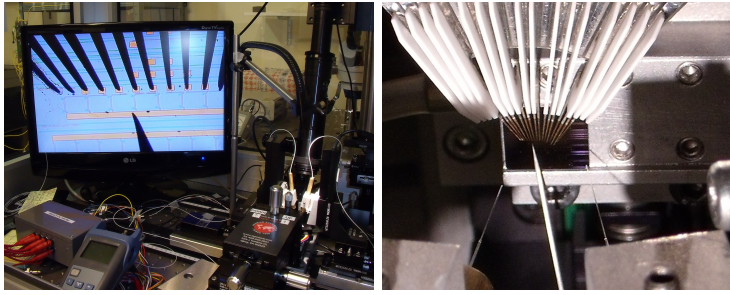
**Figura 6.24:** Evolución de las constantes de acoplo en función de la posición del *chip* en la oblea para una longitud de onda central de la señal de entrada de 1532 nm.

y la característica frecuencial de los *grating couplers* de entrada y salida de luz de las estructuras, fijándose alrededor de 1532 nm. En cuanto al número de *chips*, se utilizarán las estructuras de longitud 8 ya que presentan el mejor compromiso entre mayor número de *chips* y uniformidad en potencia.

### 6.3.2 Caracterización activa.

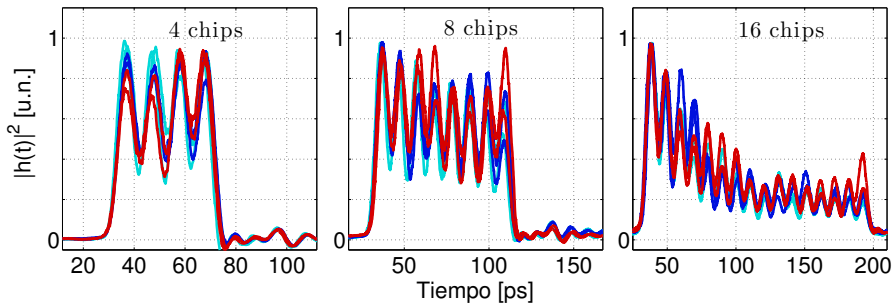
Una vez obtenido y caracterizado el comportamiento en potencia temporal y frecuencial de los dispositivos, el siguiente paso es extraer el comportamiento de las estructuras codificadoras al introducir una corriente eléctrica.

Para ello, se han testeado diferentes estructuras de 4, 8 y 16 *chips* a una longitud de onda alrededor 1532 nm de dispositivos que presentan los valores más similares a los parámetros de diseño. En la Figura 6.25 se muestra el *setup* utilizado para la caracterización de los dispositivos integrados, y las sondas utilizadas para la modificación de la corriente en los electrodos.



**Figura 6.25:** Setup utilizado para la caracterización de los dispositivos integrados.

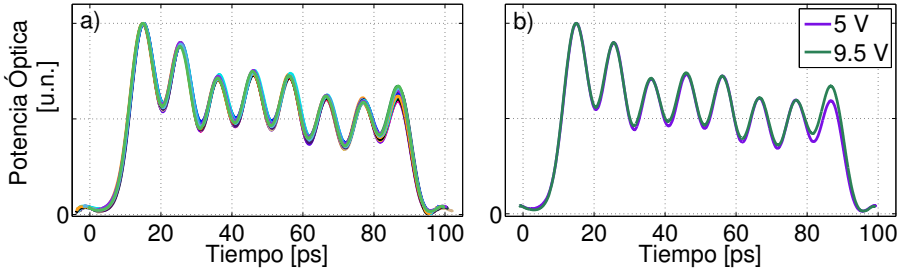
Partiendo de la situación inicial sin introducción de corriente, se muestra en la Figura 6.26 la caracterización en tiempo de estructuras de 4, 8 y 16 *chips* en 3 filas de una misma columna. Se puede apreciar, que aún perteneciendo a una misma columna, el comportamiento temporal no es equivalente en los diferentes dispositivos, apreciándose una pequeña variación en las amplitudes de los diferentes *chips*. Debido a la acusada pérdida de potencia de las estructuras de 16 *chips*, se ha optado por la utilización de los dispositivos de 8 *chips*.



**Figura 6.26:** Caracterización temporal sin aplicar corriente para tres estructuras con diferente longitud de código en tres filas de una misma columna de la oblea.

La caracterizar del comportamiento del dispositivo al paso de corriente por las estructuras metálicas, se ha llevado acabo tomando una de los estructuras de 8 *chips*, y variando la tensión aplicada entre un único contacto de fase y el de masa.

En la Figura 6.27a se muestra el comportamiento temporal resultado modificando la fase del octavo *chip*, para valores de tensiones entre 0 y 15 V, mientras que en Figura 6.27b se muestran los valores de tensión que producen un valor máximo y mínimo de pico de la respuesta temporal para el octavo *chip*.



**Figura 6.27:** a) Respuesta temporal para diferentes tensiones aplicadas al octavo *chip*. b) Tensión aplicada para obtener valores de pico máximo y mínimo en el contacto 8.

De este comportamiento se puede extraer que la tensión necesaria para obtener un cambio de  $\pi$  presenta un valor de alrededor de  $\sim 4.5$  V. Este valor no es fijo para todos los electrodos, sin embargo, de los resultados obtenidos en los diferentes dispositivos caracterizados, los incrementos de tensiones necesarias para obtener un cambio de  $\pi$  radianes oscilan entre los 3-4.5 V. Estos valores junto con los valores de resistencia medidos para cada uno de los caminos eléctricos de los contactos presentan un valor cercano a 1 k $\Omega$ , por lo que un cambio de  $\pi$  se produce al introducir un cambio de corriente entre  $\sim 3$ -4.5 mA.

Sin embargo, la característica espectral del dispositivo será mucho más estable, y puede ser diferenciada de la característica de la señal de entrada, ya que únicamente modificará la envolvente espectral final de la señal codificada, sin alterar el patrón espectral.

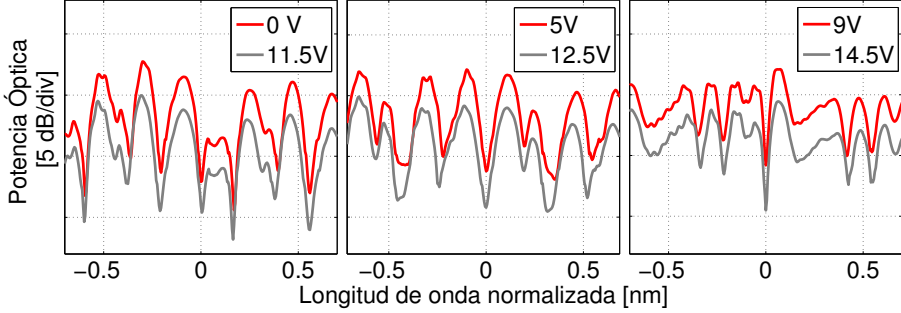
Así, la variación de la corriente aplicada en uno de los electrodos en el dominio frecuencial sólo implica la modificación de la característica espectral, debido al cambio de las fases relativas entre los *chips*, independientemente de la característica de la señal de entrada. Debido a lo cual, es preferible trabajar con la señal espectral en el proceso de sintonización.

En la Figura 6.28 se muestran los resultados espectrales para diferentes valores de tensión con los cuales se obtiene la misma respuesta espectral (cambios de  $2\pi$  unívocos). Cabe destacar, que existe un umbral en corriente/tensión, por debajo del cual, el efecto sobre la las fases de cada uno de los *chips* es despreciable, tal y como se puede ver en la Figura 6.29, donde el cambio en la respuesta espectral empieza a ser apreciable cuando la tensión aplicada es superior a 3 V y 4 V.

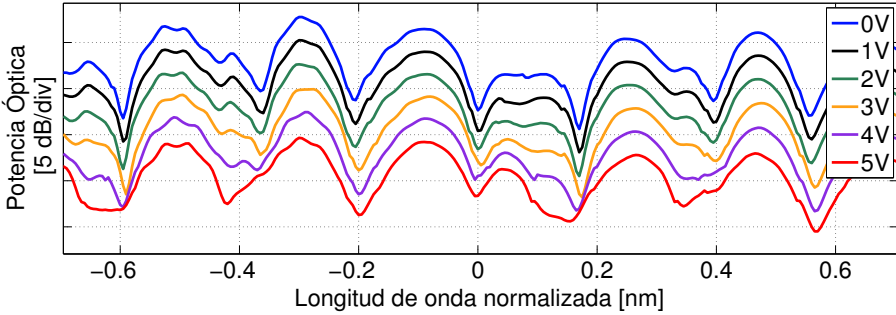
Otro aspecto a resaltar, es que la variación de la fase en función de la tensión aplicada, según los datos presentados en Figura 6.28 se obtiene que el incremento necesario para obtener un cambio de  $2\pi$  va disminuyendo conforme la propia tensión aumenta, tal y como se describe en la Tabla 6.8.

| $V_1$ | $V_2$ | $\Delta V = 2\pi$ | $\Delta V = \pi$ |
|-------|-------|-------------------|------------------|
| 0-3   | 11.5  | 8.5               | 4.25             |
| 5     | 12.5  | 7.5               | 3.75             |
| 9     | 14.5  | 5.5               | 2.75             |

**Tabla 6.8:** Tensiones aplicadas para la obtención de un cambio de  $2\pi$ .



**Figura 6.28:** Comportamiento espectral para diferentes tensiones aplicadas al octavo contacto, mostrando la periodicidad en función de la tensión aplicada.



**Figura 6.29:** Comportamiento espectral para tensiones de 1 a 5 V aplicadas al octavo contacto.

### *Sintonización del código*

El proceso de sintonización de los códigos en las estructuras, consta de dos etapas. La primera de ellas es la sintonización de los dispositivos integrados a una fase de referencia en la que todos los *chips* están en fase, que denominaremos *fase 0*. Posteriormente, hay que modificar la tensión acorde a la palabra código a implementar para obtener los cambios de fase pertinentes, teniendo como valor de referencia que un cambio de  $\pi$  necesitará un incremento de 3-5 V (segundo paso). En la Figura 6.30 se puede ver el espectro inicial del dispositivo de 8 *chips* utilizado y el obtenido al modificar las fases de los *chips* para obtener la misma fase relativa en todos los caminos, y en la Figura 6.31 el resultado obtenido y el teórico para variaciones de  $\pi$  ( $\sim 3$ -5 mA) en cada uno de los electrodos. En la Tabla 6.9

se muestran algunos de los valores de tensión aplicados para la obtención de la respuesta inicial y cambiando la fase de los *chips* de los extremos.

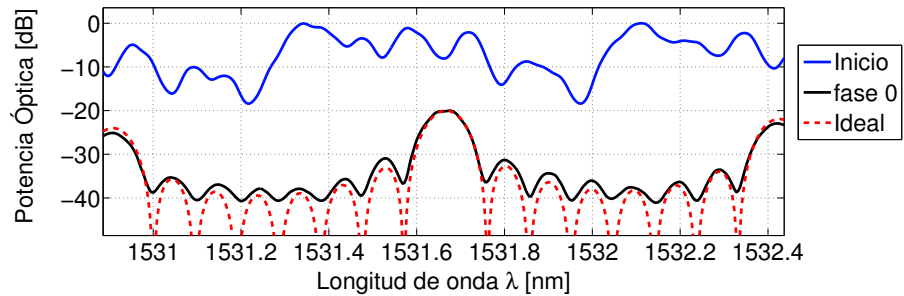


Figura 6.30: Primer paso: obtener respuesta fase cero.

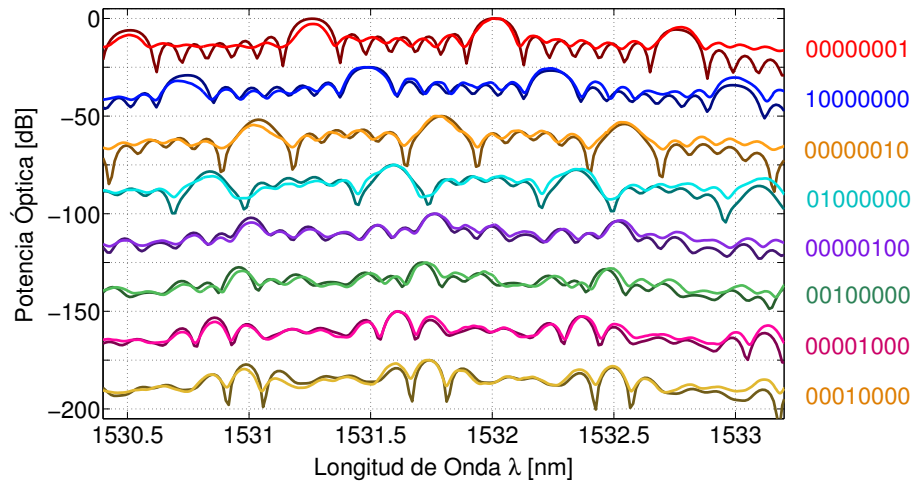


Figura 6.31: Segundo paso: aplicar las corrientes necesarias en los electrodos.

| Tensiones [V] | V1  | V2  | V3 | V4  | V5   | V6  | V7  | V8  |
|---------------|-----|-----|----|-----|------|-----|-----|-----|
| 00000000      | 13  | 6.7 | 10 | 7.8 | 10.8 | 9.4 | 8.1 | 5.6 |
| 10000000      | 9.1 | 6.7 | 10 | 7.8 | 10.8 | 9.4 | 8.1 | 5.6 |
| 00000001      | 13  | 6.7 | 10 | 7.8 | 10.8 | 9.4 | 8.1 | 8.6 |

Tabla 6.9: Tensiones aplicadas.

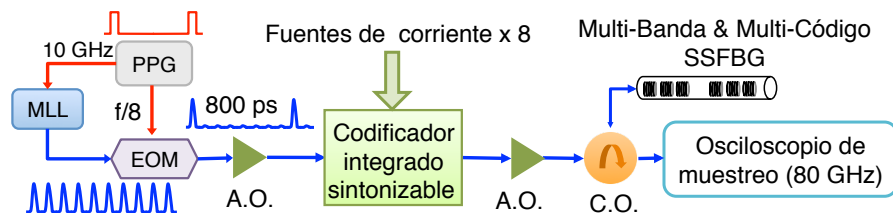
## 6.4 Proceso de codificación y decodificación.

Debido a que se dispone de numerosos dispositivos integrados, se van a mostrar sólo los resultados de aquellas estructuras que presentan las relaciones en potencia más uniformes (constantes de acoplo más cercanas a las de diseño) y con mayor número de *chips*, en este caso 8.

Llevar a cabo el proceso de codificación y decodificación utilizando dos dispositivos integrados es un proceso complejo, ya que implica una duplicación de la instrumentación necesaria (sondas, poscionadores, etc). Es por ello, que se ha propuesto la utilización de dos tecnologías diferentes en la implementación de los codificadores y los decodificadores, demostrando además la total compatibilidad entre ambas tecnologías.

Como codificador se va a utilizar un dispositivo integrado, mientras que en el extremo decodificador se va a hacer uso de las redes de difracción superestructuradas multi-banda multi-código, presentadas en el Capítulo 4. En el esquema de la Figura 6.32 puede verse la disposición de cada uno de los elementos utilizados, así como la familia código utilizada en la Tabla 6.10.

Para proceder a la verificación del proceso de codificación y decodificación se han utilizado dos dispositivos multi-banda multi-código que implementan diferentes parejas código para obtener las relaciones mostradas en la Tabla 6.11, cuyos espectros se muestran en la Figura 6.33.



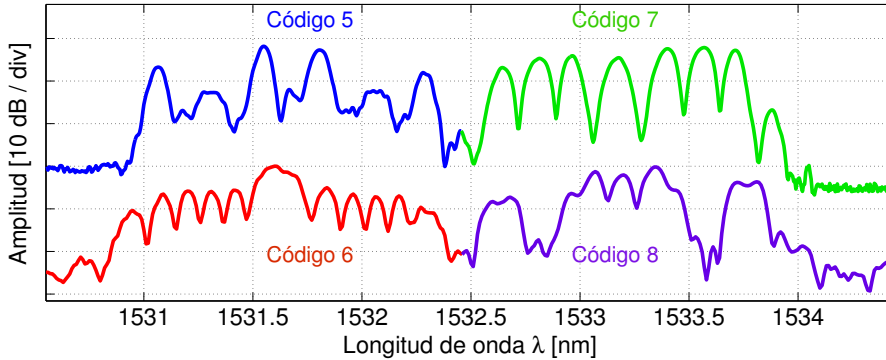
**Figura 6.32:** Esquema del *setup* utilizado en la verificación experimental utilizando tanto *SSFBG* MC-MB como dispositivos integrados.

|    |          |    |          |
|----|----------|----|----------|
| C1 | 01101000 | C5 | 11100011 |
| C2 | 10011000 | C6 | 10000001 |
| C3 | 00001010 | C7 | 01000100 |
| C4 | 00001101 | C8 | 00110000 |

**Tabla 6.10:** Familia código de 8 *chips*.

| Dispositivos     | IC5           | IC6           | IC7           | IC8           |
|------------------|---------------|---------------|---------------|---------------|
| <i>SSFBG</i> C57 | <i>ACP XC</i> | <i>XC XC</i>  | <i>XC ACP</i> | <i>XC XC</i>  |
| <i>SSFBG</i> C68 | <i>XC XC</i>  | <i>ACP XC</i> | <i>XC XC</i>  | <i>XC ACP</i> |

**Tabla 6.11:** Relaciones obtenidas por la diferentes combinaciones de codificador y decodificador.



**Figura 6.33:** Característica espectral de los dispositivos multi-banda y multi-código fabricados.

La fuente óptica utilizada ha sido la fuente pulsada (*MLL*) utilizada con anterioridad y para garantizar las mismas condiciones de potencia, ésta se ha posicionado en el centro del espectro de los dispositivos basados en *SSFBGs* para obtener un potencia equivalente en cada banda. Así mismo, se estabilizarán en temperatura para evitar cualquier fluctuación espectral tanto las *SSFBGs* como los dispositivos integrados, controlados térmicamente mediante un controlador *Peltier*. Este control térmico permitirá desplazar la respuesta repuesta espectral para sintonizarla de manera precisa para conseguir un acoplo espectral perfecto a los dispositivos multi-banda multi-código.

En la Figura 6.34 y la Figura 6.35, se muestran los resultados del proceso de codificación y decodificación. En concreto en la Figura 6.34a y la Figura 6.35a, se muestran los espectros del dispositivo *SSFBG* utilizado, y los espectros resultantes del dispositivo integrado cuando se sintonizan los códigos necesarios, obteniendo una característica espectral equivalente para ambas tecnologías.

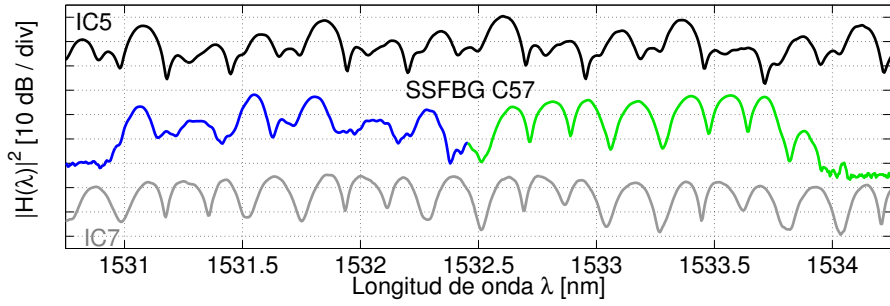
En la Figura 6.34b se muestra la señal temporal obtenida para cada código sintonizado en el dispositivo integrado. La señal temporal total está compuesta por dos subseñales fruto de la decodificación con los dispositivos multi-banda multi-código. Es por ello, que simultáneamente se obtienen las señales de *ACP* y *XC*.

En la Figura 6.34b las trazas en azul corresponden a la señal temporal de la decodificación utilizando el código 5 (parte izquierda del espectro de la *SSFBG*), y en verde para el código 7 (parte derecha del espectro de la *SSFBG*).

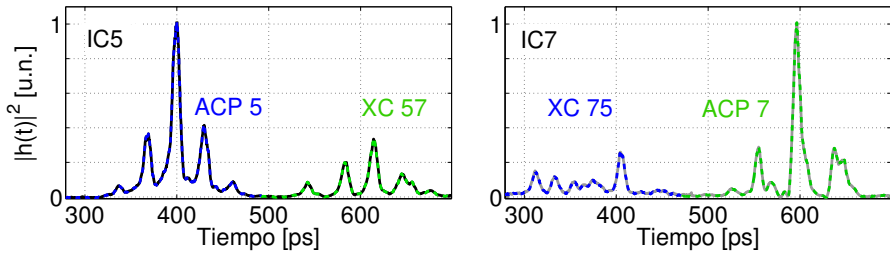
En la Figura 6.35b se muestran los resultados equivalentes utilizando los códigos 6 y 8 en el dispositivo integrado y consecuentemente la *SSFBG* C68.

Finalmente, en la Figura 6.36 y Figura 6.37 se muestra una comparación entre los resultados de *ACP* y *XC* obtenidos y el resultado obtenido mediante una simulación teórica, observándose una perfecta concordancia entre ambos.



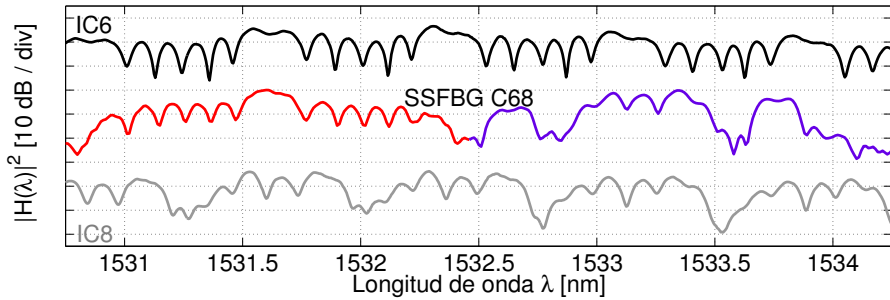


(a)

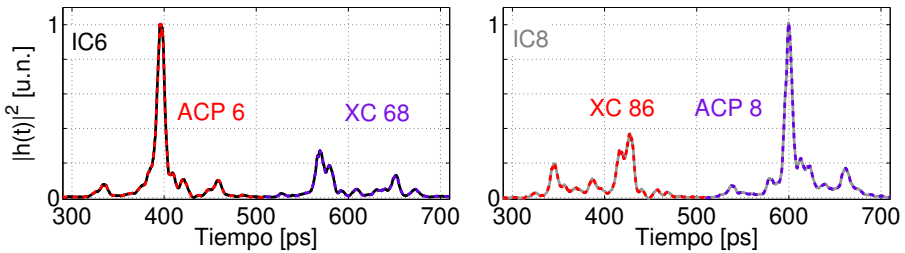


(b)

**Figura 6.34:** Resultados para códigos 5 y 7. a) Respuesta espectral de los *SSFBG* MB-MC y el dispositivo integrado. b) Señales de *ACP* y *XC*.

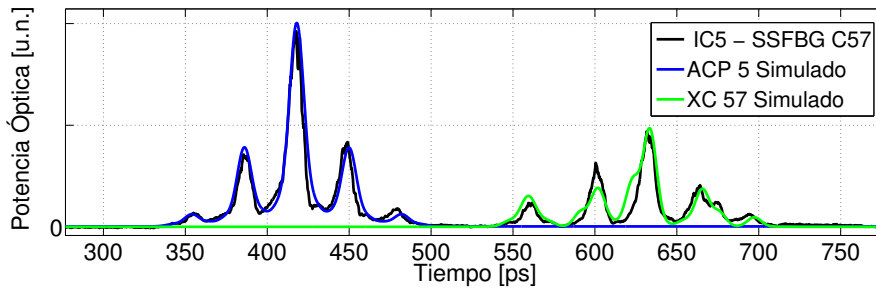


(a)

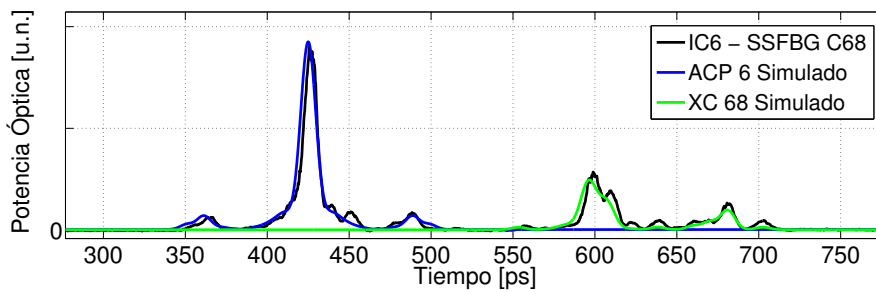


(b)

**Figura 6.35:** Resultados para códigos 6 y 8. a) Respuesta espectral de los *SSFBG* MB-MC y el dispositivo integrado. b) Señales de *ACP* y *XC*.



**Figura 6.36:** Resultados de  $ACP_7$  y  $XC_{75}$  teóricos y experimentales.



**Figura 6.37:** Resultados de  $ACP_6$  y  $XC_{68}$  teóricos y experimentales.

## 6.5 Conclusiones.

En este capítulo se han presentado dispositivos codificadores/decodificadores coherentes en tecnología integrada en *SOI*, desarrollándose un estudio tanto a nivel teórico como experimental del diseño de los dispositivos propuestos.

Al cominezo del capítulo se presentan los dispositivos propuestos, basados en un diseño simple a partir de celdas unitarias totalmente parametrizables. Dichas celdas unitarias están compuestas por estructuras básicas: líneas de retardo, acopladores y desplazadores termo ópticos que están formados por secciones metálicas.

Cada una de las estructuras ha sido presentada y desarrollada a nivel teórico de manera independiente, así como el comportamiento ideal conjunto dentro de cada celda unitaria. Finalmente se han presentado los parámetros teóricos de las diferentes celdas unitarias para distintas longitudes de palabra código, en concreto para estructuras de 4, 8 y 16 *chips*.

Una vez desarrollado el modelado teórico de las estructuras propuestas, se han mostrado los resultados obtenidos tanto en el dominio frecuencial como temporal de los dispositivos fabricados. Al encontrar discrepancias con respecto al comportamiento ideal se ha procedido a un estudio y caracterización de los efectos limitantes a fin de entender las desviaciones obtenidas inherentes al proceso de fabricación y obtener soluciones para su correcto funcionamiento.

A nivel experimental, del conjunto de dispositivos obtenidos, se han tomado aquellos que presentan mejores características temporales en potencia y número de *chips* y se ha procedido a su caracterización activa. Mediante este procedimiento se ha obtenido la corriente necesaria que hay que introducir a los desfasadores termop-ópticos para aplicar un cambio de fase de  $\pi$  entre dos *chips*, parametro necesario para la sintonización de manera adecuada de las estructuras.

Finalmente, se ha procedido a la verificación experimental del proceso de codificación y posteriormente decodificación haciendo uso no sólo de los dispositivos integrados, sino utilizando dispositivos basados en *SSFBGs* multi-banda multi-código, presentados con anterioridad en el Capítulo 4.

Se han presentado los resultados obtenidos del proceso de codificación sintonizando diferentes palabras código en un único dispositivo, mostrando los diferentes espectros de cada código sintonizado, junto con su característica ideal, presentando un comportamiento perfecto. Posteriormente, se han obtenido las diferentes señales de *ACP* y *XC* acorde a los códigos utilizados, y presentándose adicionalmente una comparación con el comportamiento ideal reflejando así el adecuado comportamiento, la versatilidad y compactabilidad de los dispositivos propuestos, además de la completa compatibilidad entre ambas tecnologías.



---

# Bibliografía

- [1] B. Jalali and S. Fathpour, “Silicon photonics,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 24, no. 12, pp. 4600–4615, 2006.
- [2] X. Wang and N. Wada, “Experimental demonstration of OCDMA traffic over optical packet switching network with hybrid PLC and SSFBG en/decoders,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 24, pp. 3012–3020, August. 2006.
- [3] G. Cincotti, “Design of optical full encoders/decoders for code-based photonic routers,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 22, no. 7, pp. 1642–1650, 2004.
- [4] G. Cincotti, X. Wang, N. Wada, M. Moreolo, M. Svaluto Moreolo, and K. Kitayama, “Applications of Multi-Port Encoder/Decoders in Photonic MPLS and CDMA Networks,” in *International Conference on Transparent Optical Networks*, vol. 1, pp. 220–222, June 2006.
- [5] Y. Vlasov and S. McNab, “Losses in single-mode Silicon-On-Insulator strip waveguides and bends,” *Opt. Express*, vol. 12, pp. 1622–1631, Apr 2004.
- [6] W. Bogaerts, P. Dumon, D. V. Thourhout, D. Taillaert, P. Jaenen, J. Wouters, S. Beckx, V. Wiaux, and R. G. Baets, “Compact Wavelength-Selective Functions in Silicon-on-Insulator Photonic Wires,” *Selected Topics in Quantum Electronics, IEEE Journal of*, vol. 12, no. 6, pp. 1394–1401, 2006.
- [7] H. Yamada, T. Chu, S. Ishida, and Y. Arakawa, “Si Photonic Wire Waveguide Devices,” *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, vol. 12, no. 6, pp. 1371–1379, 2006.
- [8] K. Yamada, “Silicon Photonic Wire Waveguides: Fundamentals and Applications,” in *Silicon Photonics II* (Lockwood, David J. and Pavesi, Lorenzo, ed.), vol. 119 of *Topics in Applied Physics*, pp. 1–29, Springer Berlin Heidelberg, 2011.
- [9] W. Bogaerts, P. Bienstman, and R. Baets, “Scattering at sidewall roughness in photonic crystal slabs,” *Opt. Lett.*, vol. 28, pp. 689–691, May 2003.

- [10] R. L. Espinola, M. C. Tsai, J. T. Yardley, and J. Osgood, R.M., "Fast and low-power thermo-optic switch on thin Silicon-On-Insulator," *Photonics Technology Letters, IEEE*, vol. 15, no. 10, pp. 1366–1368, 2003.
- [11] W. Bogaerts, P. Dumon, J. Brouckaert, K. De Vos, D. Taillaert, D. Van Thourhout, and B. Roel, "Ultra-compact optical filters in Silicon-on-Insulator and their applications," in *Tech. Digest 4th International Conference on Group IV Photonics*, p. paper WA1, 2007.
- [12] S. S., G. E., Y. A., G. H., and H. R., "Channel optical waveguide directional couplers," *Applied Physics Letters*, vol. 22, pp. 46–47, 1973.
- [13] A. Yariv, "Universal relations for coupling of optical power between microresonators and dielectric waveguides," *Electronics Letters*, vol. 36, no. 4, pp. 321–322, 2000.
- [14] J. D. Domenech, P. M. noz, and J. Capmany, "The longitudinal offset technique for apodization of coupled resonator optical waveguide devices: concept and fabrication tolerance analysis," *Opt. Express*, vol. 17, pp. 21050–21059, November 2009.
- [15] F. Xia, M. Rooks, L. Sekaric, and Y. Vlasov, "Ultra-compact high order ring resonator filters using submicron silicon photonic wires for on-chip optical interconnects," *Opt. Express*, vol. 15, pp. 11934–11941, September 2007.
- [16] F. Xia, L. Sekaric, and Y. Vlasov, "Mode conversion losses in SOI photonic wire based racetrack resonators," in *Conference on Lasers and Electro-Optics, 2006 and 2006 Quantum Electronics and Laser Science Conference. CLEO/QELS 2006*, pp. 1–2, 2006.
- [17] G. Cocorullo and I. Rendina, "Thermo-optical modulation at 1.5  $\mu$ m in silicon etalon," *Electronics Letters*, vol. 28, no. 1, pp. 83–85, 1992.
- [18] P. Dumon, W. Bogaerts, V. Wiaux, J. Wouters, S. Beckx, J. Van Campenhout, D. Taillaert, B. Luyssaert, P. Bienstman, D. Van Thourhout, and R. Baets, "Low-loss SOI photonic wires and ring resonators fabricated with deep UV lithography," *Photonics Technology Letters, IEEE*, vol. 16, no. 5, pp. 1328–1330, 2004.
- [19] W. Bogaerts, D. Taillaert, B. Luyssaert, P. Dumon, J. V. Campenhout, P. Bienstman, D. V. Thourhout, R. Baets, V. Wiaux, and S. Beckx, "Basic structures for photonic integrated circuits in Silicon-on-insulator," *Opt. Express*, vol. 12, pp. 1583–1591, Apr 2004.
- [20] D. Taillaert, F. V. Laere, M. Ayre, W. Bogaerts, D. V. Thourhout, P. Bienstman, and R. Baets, "Grating Couplers for Coupling between Optical Fibers and Nanophotonic Waveguides," *Japanese Journal of Applied Physics*, vol. 45, no. 8A, pp. 6071–6077, 2006.

- 
- [21] T. Suhara and H. Nishihara, “Integrated optics components and devices using periodic structures,” *Journal of Quantum Electronics, IEEE*, vol. 22, pp. 845–867, June 1986.
  - [22] L. Vivien, D. Pascal, S. Lardenois, D. Marris-Morini, E. Cassan, F. Grillot, S. Laval, J.-M. Fedeli, and L. E. Melhaoui, “Light injection in SOI microwaveguides using high-efficiency grating couplers,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 24, pp. 3810–3815, October 2006.
  - [23] J. D. Doménech Gómez, *Apodized Coupled Resonator Optical Waveguides: Theory, design and characterization*. PhD thesis, Universidad Politécnica de Valencia, 2013.





---

## Capítulo 7

# Caracterización de dispositivos ópticos.

### 7.1 Introducción.

En los capítulos previos de este trabajo de tesis, se han expuesto y estudiado dispositivos ópticos de/codificadores coherentes en secuencia directa.

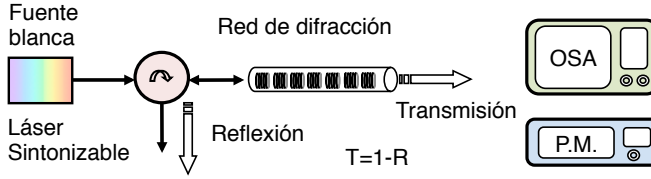
Sin embargo, la caracterización de los mismos es un aspecto crucial, al que no se la ha prestado la suficiente atención, por lo que es el propósito principal de este capítulo.

En la literatura existen diferentes métodos para caracterización de dispositivos ópticos pasivos como filtros ópticos, multiplexores/demultiplexores, desfasadores, y por supuesto, para el ámbito que nos ocupa en la caracterización de redes de difracción.

El objetivo de este capítulo es la obtención de una metodología que permita la definición completa, *i.e.* módulo y fase, recuperando la función de transferencia (7.1) de los dispositivos bajo estudio.

$$H(\omega) = |H(\omega)| \cdot e^{-j\phi(\omega)} \quad (7.1)$$

Una primera clasificación de los métodos existentes puede hacerse en función de la información obtenida. Las técnicas más sencillas son aquellas que proporcionan una caracterización en potencia de los dispositivos ( $|H(\omega)|^2$ ). En concreto para las redes de difracción, se obtendrá la reflectividad y la transmisividad (Figura 7.1). Este tipo de técnicas están basadas en la utilización de fuentes anchas de luz blanca o fuentes sintonizables [1, 2], utilizando un analizador de espectros ópticos (*Optical Spectrum Analyzer, OSA*) o un medidor de potencia, respectivamente (Figura 7.1).



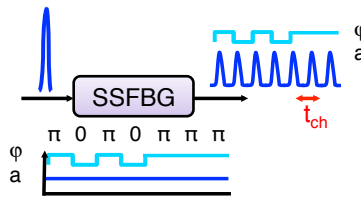
**Figura 7.1:** Caracterización en transmisión y reflexión de una red de difracción.

A través de procedimientos más elaborados es posible obtener el perfil de la red mediante la medida directa del índice de refracción, tal y como se propone en [3–6], así como la obtención de la información de fase  $\phi(\omega)$  de manera indirecta mediante el retardo de grupo (7.31) utilizando técnicas interferométricas [7–12] o mediante técnicas basadas en modulación externa de la portadora óptica [13–16].

$$\begin{aligned}\tau_g(\omega) &= -\frac{\delta\phi(\omega)}{\delta\omega} = -\frac{\lambda^2}{2\pi c} \cdot \frac{\delta\phi(\lambda)}{\delta\lambda} \\ \delta\phi(\omega) &= -\tau_g(\omega) \cdot \delta(\omega)\end{aligned}\quad (7.2)$$

Para los dispositivos utilizados en la de/codificación temporal óptica utilizados en este trabajo, la información del código implementado reside en la fase de la respuesta temporal, por lo que es necesaria la recuperación de la respuesta frecuencial completa (módulo y fase) de los dispositivos.

En el Capítulo 2 se desarrollaron las ecuaciones que definen los dispositivos utilizados como de/codificadores para *CDS-OCDMA*, siendo su respuesta impulsiva la presentada en (7.3) la que define su comportamiento temporal. En la Figura 7.2 se muestra la representación gráfica del proceso de codificación.



**Figura 7.2:** Esquema de la codificación temporal.

$$h_{p,ideal}(t) = \sum_{k=1}^N a_{(p,k)} \cdot e^{j\phi_{(p,k)}} \delta(t - k \cdot t_{ch}) \quad (7.3)$$

$a_{(p,k)}$       Amplitud del chip  $k$ , código  $p$   
 $\phi_{(p,k)}$       Fase del chip  $k$ , código  $p$   
 $t_{ch}$       Retardo entre muestras

La recuperación del comportamiento en fase de dispositivos ópticos, no es un trabajo trivial ni directo [17, 18]. En consecuencia, en este capítulo se profundizará en las opciones existentes para su caracterización completa tanto frecuencial como temporalmente presentando sus ventajas y limitaciones.

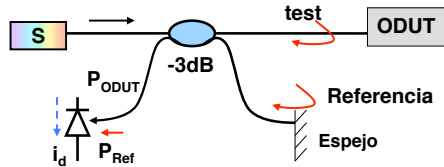
A continuación, se presentarán de forma genérica las técnicas coherentes o interferométricas y las técnicas basadas en radiofrecuencia que permiten, directa o indirectamente, recuperar la fase del dispositivo para posteriormente proponer una metodología basada en técnicas de radiofrecuencia para la caracterización completa de cualquier dispositivo óptico.

## 7.2 Técnicas interferométricas coherentes.

Las técnicas interferométricas coherentes han sido propuestas para la caracterización completa de todo tipo de dispositivos ópticos. En general, se han aplicado sobretudo en la caracterización de diodos láser, moduladores y diferentes dispositivos ópticos tanto en fibra como en tecnología integrada (*FBGs* [4, 9], *Ring Resonators* [19], *AWG* [20, 21], etc).

Estas técnicas están basadas en un interferómetro, tal y como se propone en la Figura 7.3, constituido por un camino denominado *test* y otro denominado *referencia*.

La señal de entrada se dividirá por igual entre el camino de *test*, donde se introducirá el dispositivo bajo estudio (*ODUT*, *Optical Device Under Test*), y el camino de referencia. Ambas señales se combinarán de nuevo encaminadas hacia el fotodetector, donde serán detectadas y procesadas a fin de obtener la caracterización completa (módulo y fase) de la respuesta en reflexión (en la figura ejemplo) del *ODUT*.



**Figura 7.3:** Esquema del *setup* utilizado en las técnicas interferométricas.

Está formado por: la fuente óptica utilizada *OS*, el dispositivo a caracterizar *ODUT*, un acoplador 50/50, un espejo y un fotodetector.

En función de la fuente utilizada y de si el camino de referencia permanece estático o si bien, su longitud varía con el tiempo, la técnica recibe nomenclaturas diferentes.

Si la fuente utilizada (*S*) es una fuente ancha de baja coherencia (*BB*) y el camino de referencia se varía con el tiempo ( $L_{Ref} + L_{espejo}(t)$ ), la técnica recibe el nombre de reflectometría de baja coherencia o *OLCR*. En cambio, si la fuente óptica es un láser sintonizable (*TL*) y el camino de referencia permanece constante

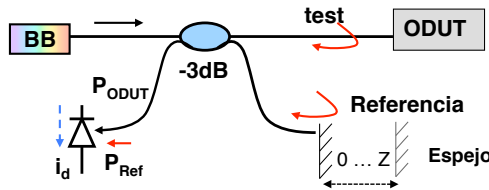
$(L_{Ref} + L_{espejo})$ , se denomina reflectometría coherente en frecuencia *C-OFDR*, también conocida como *FMCW*..

En los siguiente sub-apartados se desarrollan brevemente ambas técnicas de medida.

### 7.2.1 Reflectometría de baja coherencia: *OLCR* (*Optical Low Coherence*)

El concepto básico sobre el que se desarrolla *OLCR* fue propuesto por el *Albert A. Michelson* y es por ello que el montaje interferométrico en el que se basa esta técnica y que puede verse en la Figura 7.6, lleva su nombre (Interferómetro de *Michelson*).

Sin embargo, no fue hasta 1987 cuando diferentes autores [22, 23] propusieron este concepto para ser aplicado como técnica de reflectometría de gran resolución, obteniéndose resoluciones de hasta  $1.9 \mu m$  [24].



**Figura 7.4:** Interferómetro de *Michelson*. *Setup* simplificado utilizado para *OLCR*: Fuente ancha (*BB*), y longitud del camino de referencia variable ( $0...z$ ).

#### *Principio de funcionamiento*

En esta propuesta, la señal reflejada en ambos brazos y redirigida hacia el fotodetector, depende directamente de la longitud del camino de *referencia* con respecto al de *test*.

Cuando la diferencia de longitud entre ambos ( $l_{test}$  y  $l_{ref}$ ) sea menor a la longitud de coherencia de la fuente ( $l_C$ ) (7.4), obtendremos la señal de interferencia ( $I_d$ ) entre ambas señales en el fotodetector. Por el contrario, cuando la diferencia de caminos es superior, el fotodetector sólo percibe una señal óptica continua.

La longitud de coherencia de la fuente, así como su característica espectral, limitan la resolución de *OLCR*; en (7.5) el término *BB* depende de la fuente utilizada. Como ejemplo, el coeficiente de una fuente *Lorentziana* sería 0.44, el de una fuente *Gaussiana* de 0.88, si su envolvente fuera rectangular  $BB=1.2$  [25, 26].

En general, las fuentes más utilizadas en *OLCR* son lámparas de Tungsteno, láseres superluminiscentes (*SLD*) y amplificadores de fibra dopada con erbio (*EDFAS*). Todas ellas, fuentes de baja coherencia con gran ancho espectral, permitiendo obtener una resolución muy elevada.

Sin embargo, la potencia de la fuente también juega un papel fundamental, debido

a que limita la sensibilidad de la medida. Es por ello, que la elección de la fuente óptica depende tanto del ancho de banda, así como de la potencia óptica, por lo que se debe buscar un compromiso entre ambas, y ser valoradas en función de la aplicación [25].

$$l_C \cong \frac{\lambda^2}{\Delta\lambda} \quad (7.4)$$

$$\Delta z \cong BB \cdot \frac{1}{2 \cdot n_g} \cdot \frac{\lambda^2}{\Delta\lambda} \quad (7.5)$$

La fotocorriente detectada en función de la longitud del camino de *referencia*, se define en (7.6) y (7.7), similar a la terminología seguida en [21]. Donde  $k$  es el vector de onda;  $E_s(k)e^{-j\Phi(k)}$  es la fuente óptica utilizada,  $H_t(k) = E_t(k)e^{-j\Phi_t(k)}$  es la función de transferencia del camino de *test* (*ODUT*) y  $H_r(k) = E_r(k)e^{-j\Phi_r(k)}$  su equivalente para el camino de *referencia* inicial, siendo  $\Phi_r(k)$  el término fijo. La longitud del camino de *referencia* se irá variando, siendo representado por  $kx$ . Las variables  $a_t$  y  $a_r$  son constantes que modelan el acoplo en cada uno de los brazos del interferómetro.

$$I = \Re|E_{fd}|^2 \quad (7.6)$$

$$\begin{aligned} E_{fd}(x, k) &= E_s(k) \cdot e^{-j\Phi_s(k)} \cdot \left[ a_t E_t(k) e^{-j\Phi_t(k)} + a_r E_r(k) e^{-j\Phi_r(k)} e^{-jkx} \right] \\ |E_{fd}(x, k)|^2 &= |E_s(k)|^2 \cdot [a_t^2 \cdot E_t^2(k) + a_r^2 \cdot E_r^2(k)] \\ &\quad + |E_s(k)|^2 \cdot \left[ 2 \cdot a_t \cdot E_t(k) \cdot a_r \cdot E_r(k) e^{-j\Phi_t(k)} e^{-j\Phi_r(k)} e^{-jkx} \right] \end{aligned} \quad (7.7)$$

$$\begin{aligned} I(x) &\propto \int_{-\infty}^{+\infty} |E_s(k)|^2 \cdot [a_t^2 \cdot E_t^2(k) + a_r^2 \cdot E_r^2(k)] dk \\ &\quad + \int_{-\infty}^{+\infty} |E_s(k)|^2 \cdot 2 \cdot a_t \cdot a_r \cdot H_t(k) \cdot H_r^*(k) e^{-jkx} dk \\ I(x) &\propto I_0 + A \int_{-\infty}^{+\infty} |E_s(k)|^2 \cdot H_t(k) \cdot H_r^*(k) e^{jkx} dk \\ H_r^*(k) &= H_r(-k) \end{aligned} \quad (7.8)$$

Separando los términos de continua de los términos variables de la fotocorriente detectada, se llega a la ecuación (7.8). Donde el término dependiente del incremento de la longitud del camino de referencia, puede definirse como la transformada de *Fourier* inversa, tal y como se propone en (7.9), y obtener la función de transferencia del *ODUT* de manera directa mediante (7.10).

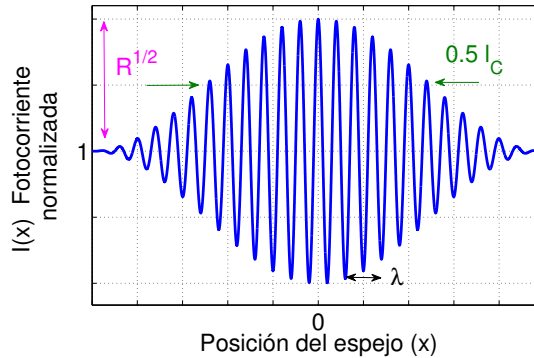
$$I(x) = I_0 + AF^{-1} [|E_s(k)|^2 \cdot H_t(k) \cdot H_r^*(k) \cdot e^{jkx}] \quad (7.9)$$

$$H_t(k) = \frac{1}{A|E_s(k)|^2 H_r^*(k)} \cdot F[I(x) - I_0] \quad (7.10)$$

Un ejemplo de la señal de interferencia obtenida en función de la distancia en el

que el *ODUT* estuviera formado por un único elemento, se muestra en Figura 7.5. Donde se obtiene un ciclo completo de la sinusoide cuando la distancia varía un valor equivalente a  $\lambda/2$  (longitud de onda promedio de la fuente óptica utilizada). El interferograma obtenido queda descrito por la fotocorriente descrita en forma *coseno* (7.11).

$$I(x) = \Re \left[ P_r + P_t + 2\sqrt{P_r \cdot P_t} \cos(kx) \right] \quad (7.11)$$



**Figura 7.5:** Interferograma típico de la caracterización de dispositivos ópticos mediante *OCLR*.

El desarrollo planteado, es válido suponiendo que las señales interferentes poseen el mismo estado de polarización, y se supone la estabilidad del sistema durante todo el tiempo de medida, definido por la velocidad con la que se varíe el camino de *referencia*.

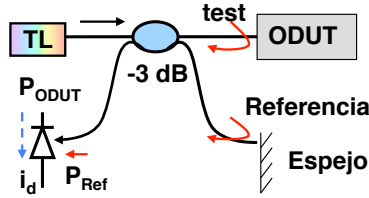
A lo largo de los años, se ha verificado la eficacia de *OCLR* en la caracterización de *FBGs*, impulsada por los buenos resultados en cuanto a la resolución obtenida. En concreto se ha utilizado para la determinación de la posición y longitud [3], la modulación del índice de refracción y reflectividad [4, 10], dispersión y el retardo de grupo [7, 27], así como la respuesta impulsiva [12, 28]; pudiendo ser obtenido el coeficiente de acoplo complejo ( $q(z)$ ) mediante el post-procesado de la respuesta impulsiva.

### 7.2.2 Reflectometría coherente en frecuencia, *C-OFDR*, *Coherent Optical Frequency Reflectometry*

*C-OFDR* o también denominada *FMCW*, también tiene como punto de partida el interferómetro de *Michelson*. A diferencia de *OCLR*, la fuente utilizada es un láser sintonizable, y el camino de referencia permanece fijo, tal y como se muestra en Figura 7.6.

Al igual que *OCLR* permite la obtención de medidas con gran resolución que únicamente dependen de la anchura de línea de la fuente óptica. Sin embargo, lo que

ha conducido al éxito de esta técnica, es su mayor rango de trabajo. Mientras que *OCLR* únicamente cubre la caracterización de sistemas y dispositivos de longitudes cortas ( $<1$  m) [29], *FMCW* es más flexible en cuanto a la longitud caracterizable; en [30] se obtiene un rango de  $\sim$  km, con resoluciones de mm, y en [31] se obtiene resoluciones mayores ( $22\mu\text{m}$ ) para longitudes menores (35 m). Ambos casos, cubren rangos de trabajo donde *OCLR* no se puede aplicar y donde las técnicas basadas en *OTDR* carecen de esta alta resolución [26, 32].



**Figura 7.6:** Esquema simplificado del *setup* utilizado para *C-OFDR*, utilizando una fuente sintonizable (TL) y camino de referencia con longitud fija.

### *Principio de funcionamiento.*

El elemento principal de *C-OFDR*, es el láser sintonizable; el cuál debe poseer un ancho de línea estrecho (bajo ruido de fase) y cuya longitud de onda pueda ser sintonizada en función del tiempo manteniendo un comportamiento estable.

Además el rango del láser sintonizable y la velocidad del mismo son de gran importancia. La modificación de la longitud de onda del *TL*, se traduce en una frecuencia instantánea de la fuente óptica de la forma descrita en (7.12), donde  $v_0$  es la frecuencia óptica inicial y  $\gamma$  la velocidad de variación.

$$v_i(t) = v_0 + \gamma \cdot t \quad (7.12)$$

Teóricamente la resolución está definida por el rango barrido de la fuente ( $\Delta v_s$ ), sin embargo, el número de puntos en la adquisición de datos (N) también es importante [32]. En (7.13) se define la máxima resolución, en función de los parámetros del *TL* y en (7.14) se define la resolución máxima entre dos puntos ( $\Delta l_{2p}$ ).

Además, esta resolución teórica se ve también modificada debido a efectos no lineales en la variación de la frecuencia instantánea [30].

$$\Delta z = \frac{c}{2n_g \Delta v_s} \quad (7.13)$$

$$\Delta l_{2p} \approx \frac{6.5}{N} \cdot L_{max} \quad (7.14)$$

$$L_{max} \approx \frac{c}{6 \cdot n_g} \frac{N}{\delta \nu} \quad (7.15)$$

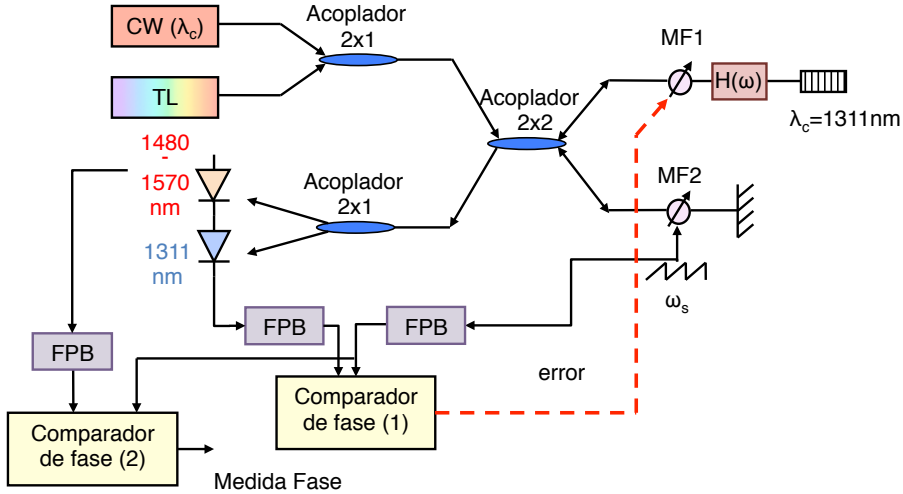
Siguiendo una nomenclatura equivalente a la desarrollada anteriormente en su forma *coseno*, la señal fotodetectada se corresponde con (7.16). Donde  $B(v)$  es una constante que sigue la envolvente del *ODUT* ( $|H_r(v)|$ ) y la diferencia de caminos es equivalente a la fase del *ODUT* del brazo de *test* ( $\Phi_t(t)$ ).

$$I(x) = \Re [|H_t(v)|^2 |E_s|^2 + |E_s|^2 |H_r(v)|^2 + 2 \cdot |E_s|^2 |H_r(v)| |H_t(v)| \cos(\Phi_t(t))]$$

$$I(x) = \Re [A + B(v) + C |H_t(v)| \cos(\Phi_t(v))]$$
(7.16)

Sin embargo, debido a que la fase de la señal óptica se emplea en la propia caracterización, son necesarias estrictas condiciones de estabilidad en el sistema.

En concreto en [9] se propone el esquema mostrado en la Figura 7.9, en el que se utilizan dos fuentes ópticas sintonizable (*TL*) y otra fija (*CW*) utilizada para la estabilización del sistema junto con dos moduladores de fase (*MF1* y *MF2*) en cada brazo del interferómetro.



**Figura 7.7:** *Setup* propuesto en [9], para la caracterización de *FBGs* mediante *C-OFDR*.

En el camino de *test* (parte superior derecha) se encuentra el *ODUT* junto con otra red de difracción, a la misma longitud de onda de la fuente óptica fija (1311 nm). En el camino de *referencia*, se sitúa un espejo con respuesta plana en el rango de medida que reflejará equivalentemente las señales. Posteriormente, ambas señales son filtradas y detectadas independientemente; siendo la señal detectada a 1311 nm la que se utiliza como referencia y control de las posibles derivas del sistema mediante el uso del primer modulador de fase (*MF1*).

Una vez detectada la señal del barrido del *TL*, los valores de amplitud y fase del *ODUT*, son obtenidos en el fotodetector; donde la respuesta en amplitud es directamente proporcional a la respuesta del coeficiente de reflexión del *ODUT* (término  $\propto |H_t(v)|$ ), mientras que la fase posee un término adicional a la frecuen-



cia  $\omega_s$ , proveniente del segundo modulador de fase. En el comparador de fase 2, se relacionarán la señal obtenida y la de  $\omega_s$ , obteniéndose una señal que para incrementos de longitud de onda y ancho de línea pequeños  $\Delta\lambda$  y  $\Delta\nu$ , se corresponde con la fase  $\Phi_{ODUT}(\lambda)$ .

### 7.2.3 Conclusiones sobre las técnicas interferométricas coherentes.

Como brevemente se ha ilustrado, ambas técnicas presentan muy buenos resultados en cuanto a resolución de la medida. En *OCLR* la resolución máxima alcanzable estará limitada por el ancho de banda de la fuente óptica utilizada y por el rango de longitudes de onda del láser sintonizable para la técnica *C-OFDR*.

Otro aspecto importante en función del *ODUT* a caracterizar es el rango de medida (longitud total de los dispositivos/sistema a caracterizar) que está limitado por la máxima longitud de retardo para *OCLR* y por el ancho de línea del láser sintonizable en *C-OFDR*. En el caso que nos ocupa, en la caracterización de *SSFBGs*, el rango de medida será inferior a las decenas de centímetros ( $< 20$  cm), por lo que ambas técnicas tendrían cabida.

No obstante, uno de los aspectos más sensibles y críticos es asegurar la estabilidad de las técnicas interferométricas. Cualquier pequeña variación en cuanto a la temperatura, humedad en el ambiente; o desvíos relacionadas con el estado de polarización, anchura de las fuentes, fases, *etc* produce fluctuaciones que impiden o falsean la recuperación de la información objetivo.

Algunos autores han trabajado en diferentes metodologías de caracterización a fin de disminuir las incertidumbres e independizarlas de la medida [9, 21, 33]. Se han propuesto multitud de configuraciones en las que se hace uso de más de una fuente óptica (*OCLR* [21, 34] y *C-OFDR* [2, 9]), o utilizando otro interferómetro como señal de *trigger* para la adquisición de datos y procurando un exhaustivo control de la polarización [31].

Estas implementaciones repercuten en una mayor complejidad tanto a nivel de sistema forzando a la utilización de fuentes ópticas y dispositivos ópticos en general más sofisticados (control de polarización, detectores, moduladores de fase, *etc*), como a nivel de procesamiento de las señales.

### 7.3 Caracterización mediante técnicas de radiofrecuencia.

Las técnicas de radiofrecuencia están basadas en la modulación externa de la fuente óptica. Entre las técnicas más conocidas de caracterización de dispositivos ópticos y en concreto, para redes de difracción, se encuentra la técnica del desfase (*Phased Shift Method - MPS*) [13–15] que permite recuperar no sólo la característica en amplitud del dispositivo, si no también su retardo de grupo  $\tau_g(\omega)$ .

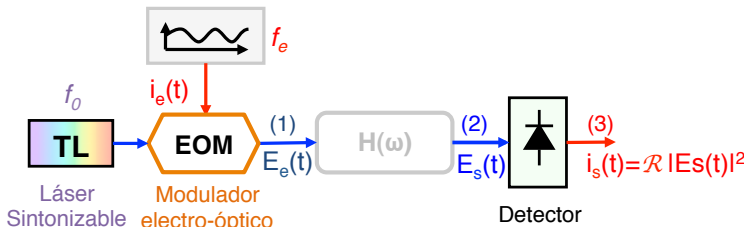
En la literatura existen multitud de metodologías basadas en la técnica del desfase [16, 35, 36]. En general, obtener el retardo de grupo es suficiente para evaluar las características de una red de difracción o de un filtro estándar. Sin embargo, presenta fuertes limitaciones [37, 38] para ser efectiva en el proceso de medida de dispositivos más complejos cuya finalidad es la recuperación de la fase temporal, como es el caso que nos ocupa (*SSFBGs*).

#### 7.3.1 Técnica del desfase o *MPS*.

La metodología empleada en la técnica del desfase se basa en la modulación de la portadora óptica de una fuente sintonizable. Mediante un desplazamiento de la portadora óptica modulada en el rango espectral del dispositivo se obtiene una caracterización en modulo y retardo de grupo del dispositivo bajo estudio.

El retardo de grupo  $\tau_g(\omega)$  se obtiene al medir el desfase sufrido por la envolvente de la señal óptica modulada al atravesar un dispositivo óptico, con respecto a la señal de entrada.

Un esquema aproximado del sistema necesario para caracterizar los dispositivos se representa en la Figura 7.8. Donde  $i_e(t)$  es la señal de radiofrecuencia de modulación a una pulsación  $\omega_e$ , cuya amplitud es  $I_m$  e intensidad  $I_0$  relacionada con la polarización de la fuente, ambas relacionadas mediante el índice de modulación  $m$ , como se define en (7.17). El láser sintonizable (*Tunable Laser, TL*) cuya frecuencia de portadora óptica se define como  $f_0$  junto al modulador electro-óptico para la generación de la modulación, el dispositivo cuya respuesta en frecuencia queremos caracterizar, definida como  $H(\omega)$  y finalmente el detector óptico.



**Figura 7.8:** Esquema del *setup* utilizado en la técnica del desfase.

$$i_e(t) = I_0 + I_m \cdot \cos(\omega_e t) = I_0 \left[ 1 + \frac{I_m}{I_0} \cos(\omega_e t) \right] \quad (7.17)$$

$$i_e(t) = I_0 [1 + m \cdot \cos(\omega_e t)]$$

$m$  : Índice de modulación.

Modulando la fuente óptica sintonizable mediante un modular electro-óptico externo (EOM) en su punto de cuadratura, trabajando con un índice de modulación mucho menor a la unidad ( $m \ll 1$ ) y asumiendo la utilización de una fuente láser con baja anchura de línea, el campo eléctrico a la salida se puede expresar como:

$$E_e(t) = E_0 \sqrt{C_L I_0} \left[ 1 + \frac{m}{2} \cos(\omega_e t) \right] \cos(\omega_0 t) \quad (7.18)$$

Donde  $C_L$  se define como la responsividad de la fuente o coeficiente de conversión electro-óptico.

$$E_e(\omega) = E_0 \sqrt{C_L I_0} \left[ \delta(\omega) + \frac{m}{4} \delta(\omega - \omega_e) + \frac{m}{4} \delta(\omega + \omega_e) \right] \otimes \frac{1}{2} [\delta(\omega - \omega_0) \delta(\omega + \omega_0)] \quad (7.19)$$

Sustituyendo y reordenando (7.19), se obtiene en (7.20) la expresión extendida del campo eléctrico de entrada.

$$E_e(\omega) = E_0 \sqrt{C_L I_0} \left[ \begin{array}{c} \frac{1}{2} \delta(\omega - \omega_0) + \frac{1}{2} \delta(\omega + \omega_0) \\ + \frac{m}{8} \delta(\omega - \omega_e - \omega_0) + \frac{m}{8} \delta(\omega - \omega_e + \omega_0) \\ + \frac{m}{8} \delta(\omega + \omega_e - \omega_0) + \frac{m}{8} \delta(\omega + \omega_e + \omega_0) \end{array} \right] \quad (7.20)$$

La ecuación de transferencia que modela el comportamiento del dispositivo, ha sido definida en (7.1), siendo  $E_s$  el campo eléctrico obtenido a la salida del dispositivo bajo prueba (7.21) y (7.22).

$$E_s(\omega) = E_e(\omega) \cdot H(\omega) \quad (7.21)$$

$$E_s(\omega) \propto \left[ \begin{array}{c} \frac{|H(\omega_0)|}{2} e^{-j\phi(\omega_0)} \delta(\omega - \omega_0) + \frac{|H(-\omega_0)|}{2} e^{-j\phi(-\omega_0)} \delta(\omega + \omega_0) \\ + m \frac{|H(\omega_e + \omega_0)|}{8} e^{-j\phi(\omega_e + \omega_0)} \delta(\omega - \omega_0 - \omega_e) \\ + m \frac{|H(\omega_e - \omega_0)|}{8} e^{-j\phi(\omega_e - \omega_0)} \delta(\omega + \omega_0 - \omega_e) \\ + m \frac{|H(-\omega_e - \omega_0)|}{8} e^{-j\phi(-\omega_e - \omega_0)} \delta(\omega - \omega_0 + \omega_e) \\ + m \frac{|H(-\omega_e + \omega_0)|}{8} e^{-j\phi(-\omega_e + \omega_0)} \delta(\omega + \omega_0 + \omega_e) \end{array} \right] \quad (7.22)$$

O expresado temporalmente en (7.23):

$$E_s(t) \propto \begin{bmatrix} \frac{1}{2}|H(\omega_0)|e^{-j\phi(\omega_0)}e^{j\omega_0 t} + \frac{1}{2}|H(-\omega_0)|e^{-j\phi(-\omega_0)}e^{-j\omega_0 t} \\ + \frac{m}{8}|H(\omega_0)H(\omega_e + \omega_0)|e^{-j\phi(\omega_e + \omega_0)}e^{j(\omega_e + \omega_0)t} \\ + \frac{m}{8}|H(\omega_0)H(-\omega_e + \omega_0)|e^{-j\phi(-\omega_e + \omega_0)}e^{j(-\omega_e + \omega_0)t} \\ + \frac{m}{8}|H(-\omega_0)H(\omega_e - \omega_0)|e^{-j\phi(\omega_e - \omega_0)}e^{j(\omega_e - \omega_0)t} \\ + \frac{m}{8}|H(-\omega_0)H(-\omega_e - \omega_0)|e^{-j\phi(-\omega_e - \omega_0)}e^{j(-\omega_e - \omega_0)t} \end{bmatrix} \quad (7.23)$$

Análogamente, la fotocorriente  $i_s$  se expresa en (7.24), donde no se incluyen los términos  $2\omega_0 \pm \omega_e$  y  $2\omega_0$ , ni términos de continua  $2\omega_e$ , ya que son filtrados tras la detección ( $BW_{Fotodetector}$ ). Consecuentemente, la información de interés se encuentra a la pulsación  $\omega_e$ .

$$i_s(t) = \Re \cdot |E_s(t)|^2 \quad (7.24)$$

$$= A \cdot \begin{bmatrix} \frac{m}{8}|H(\omega_0)H(\omega_0 + \omega_e)|\cos(\omega_e t - \phi(\omega_0 + \omega_e) + \phi(\omega_0)) \\ + \frac{m}{8}|H(\omega_0)H(\omega_0 - \omega_e)|\cos(\omega_e t + \phi(\omega_0 + \omega_e) - \phi(\omega_0)) \\ + \frac{m}{8}|H(-\omega_0)H(-\omega_0 + \omega_e)|\cos(\omega_e t - \phi(-\omega_0 + \omega_e) + \phi(-\omega_0)) \\ + \frac{m}{8}|H(-\omega_0)H(-\omega_0 - \omega_e)|\cos(\omega_e t - \phi(-\omega_0 - \omega_e) - \phi(-\omega_0)) \end{bmatrix}$$

$$A = \Re \cdot C_L \cdot I_0 \cdot E_0^2$$

No obstante, la ecuación (7.24) puede reducirse aplicándose penqueñas simplificaciones, tanto para la fase (7.25) como para el módulo (7.26), cuyo resultado puede verse en (7.27).

$$\begin{aligned} \phi(\omega_0 + \omega_e) &\approx \phi(\omega_0) + \phi'(\omega_0) \omega_e \\ \phi(\omega_0 - \omega_e) &\approx \phi(\omega_0) - \phi'(\omega_0) \omega_e \end{aligned} \quad (7.25)$$

$$\phi(-\omega_0 + \omega_e) \approx \phi(-\omega_0) + \phi'(-\omega_0) \omega_e$$

$$\phi(-\omega_0 - \omega_e) \approx \phi(-\omega_0) - \phi'(-\omega_0) \omega_e$$

$$|H(\omega_0)| \approx |H(\omega_0 + \omega_e)| \approx |H(\omega_0 - \omega_e)|$$

$$|H(-\omega_0)| \approx |H(-\omega_0 + \omega_e)| \approx |H(-\omega_0 - \omega_e)| \quad (7.26)$$

$$i_s(t) = \Re \cdot C_L \cdot I_0 \cdot E_0^2 \left[ \frac{m}{2}|H(\omega_0)|^2 \cos(\omega_e t - \omega_e \phi'(\omega_0)) + \frac{m}{2}|H(-\omega_0)|^2 \cos(\omega_e t - \omega_e \phi'(-\omega_0)) \right] \quad (7.27)$$

Adicionalmente, teniendo en cuenta las equivalencias  $|H(-\omega_0)|^2 = |H(\omega_0)|^2$  y  $\phi'(\omega_0) = \phi'(-\omega_0)$ . La fotocorriente final obtenida, puede expresarse como:

$$i_s(t) = \Re C_L I_0 \left[ m |H(\omega_0)|^2 \cos(\omega_e t - \omega_e \phi'(\omega_0)) \right] \quad (7.28)$$

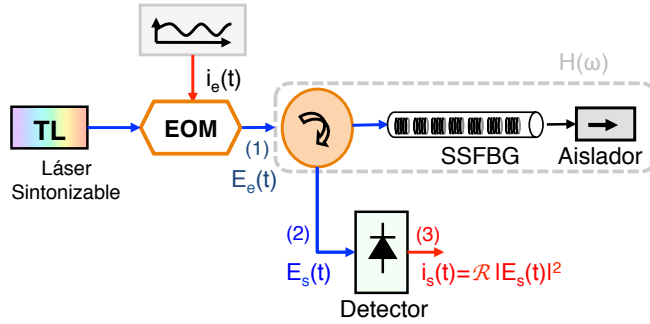
La señal detectada contiene información de la envolvente del dispositivo  $H(\omega_0)$  y del retardo de grupo  $\omega_e \phi'(\omega_0)$ , a la pulsación dada por la portadora óptica  $\omega_0$ . La recuperación de dicha información se extrae a través de un analizador de redes vectorial, que nos proporciona las relaciones entre las señales  $i_s(t)$  e  $i_e(t)$ , en módulo (7.29) y fase (7.30).

$$\left| \frac{i_s(t)}{i_e(t)} \right| = \Re C_L |H(\omega_0)|^2 \quad (7.29)$$

$$\Delta\phi = -\omega_e \phi'(\omega_0) \Rightarrow \tau_g(\omega_0) = \phi'(\omega_0) = -\frac{\Delta\phi}{\omega_e} \quad (7.30)$$

Tras haber desarrollado las ecuaciones matemáticas que modelan el proceso de caracterización, es necesario definir los elementos y configuraciones necesarias de los dispositivos en la caracterización de redes de difracción.

La función de transferencia a caracterizar puede definirse como la característica en transmisión o reflexión, sin embargo, en el ámbito que nos ocupa, se definirá la función de transferencia como la característica en reflexión de la red  $H(\omega) = R(\omega)$ . Para ello, tal y como se muestra en la Figura 7.9 se hace uso de un circulador para inyectar la señal al dispositivo, y a su salida, ha de ser utilizado un aislador, para evitar cualquier reflexión de la señal de entrada que pueda afectar a los resultados obtenidos. Para obtener el comportamiento en el rango espectral apropiado, se

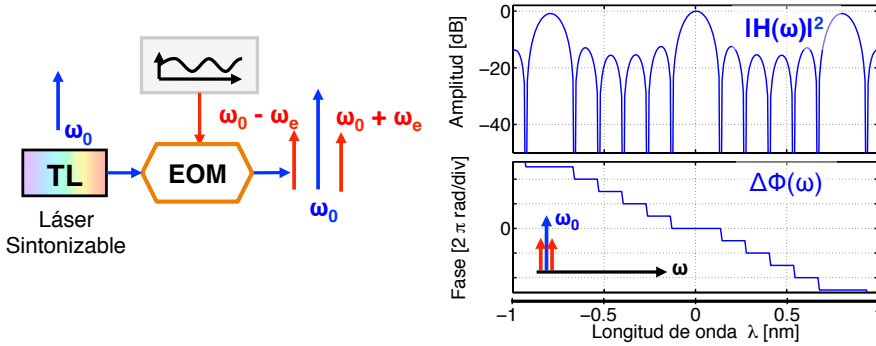


**Figura 7.9:** Esquema técnica del desfase *SSFBG* en reflexión.

debe desplazar la portadora óptica ( $\omega_0$ ), reconstruyéndose  $H(\omega)$  con cada valor de  $\omega_0$ . Siendo normalizado el resultado obtenido frente a la frecuencia de modulación  $\omega_e$ , se obtiene el retardo de grupo en el rango espectral recorrido por la portadora óptica proveniente de la fuente sintonizable (*TL*).

La modulación de la portadora óptica ( $\omega_0$ ), con una señal de pulsación  $\omega_e$  mediante un modulador electro-óptico en su punto de cuadratura, nos proporciona una señal de característica sinusoidal cuya portadora central se sitúa en  $\omega_0$ . La señal espectral resultante posee dos bandas laterales separadas  $\pm\omega_e$  de la portadora central, tal y como se presenta en la Figura 7.10.

En la detección y comparación de la señal óptica mediante el analizador de redes, lo que se obtiene es el promediado de las contribuciones de ambas bandas laterales



**Figura 7.10:** Esquema técnica del desfase.

de pulsación  $\omega_0 + \omega_e$  y  $\omega_0 - \omega_e$ , dado que se está efectuando una modulación en *doble banda lateral (DBL)*.

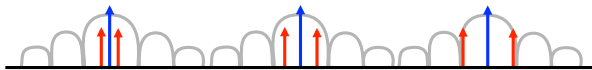
En consecuencia, la recuperación de la respuesta en módulo y el retardo de grupo de un dispositivo, viene determinado no sólo por la respuesta del mismo  $H(\omega)$ , sino por las limitaciones del propio sistema de medida.

En [38] se presenta una modificación de esta técnica ideada para la caracterización precisa del retardo de grupo. Se propone la utilización de una doble modulación de la portadora óptica para incrementar la precisión de la medida, eliminando el rizado adicional atribuido a efectos interferométricos en el propio *grating* [39, 40].

La principal limitación atañe a la fuente sintonizable. La resolución mínima de la fuente sintonizable utilizada para la medición influirá en la precisión del desplazamiento espectral (desplazamiento de  $\omega_0$ ).

La segunda de las causas, será debido a la frecuencia de modulación  $f_e$ . Conforme aumente la separación frecuencial entre las bandas generadas y la portadora óptica, la aproximación de la característica de  $|H(\omega)|$  en  $\omega_0$  obtenida del promedio en puntos separados de la portadora central óptica  $\pm\omega_e$ , diferirá en mayor proporción.

Un ejemplo gráfico puede verse en la Figura 7.11, donde se muestra el módulo de la respuesta espectral a medir, así como las componentes de la señal de entrada a las frecuencias  $\omega_0$  y  $\omega_0 \pm \omega_e$ .



**Figura 7.11:** Variación de la frecuencia de modulación.

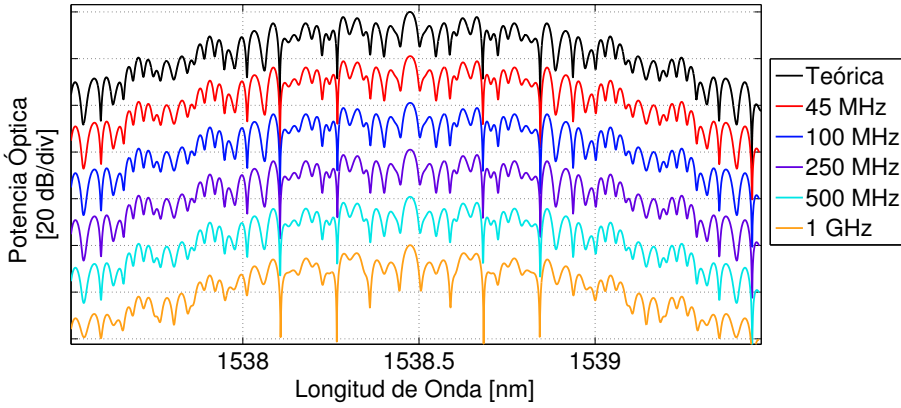
Para poder recuperar la característica completa mediante esta metodología, debe obtenerse la fase propia del dispositivo, y no su retardo de grupo. Idealmente, la fase  $\phi(\omega)$  puede recuperarse por medio de la integral de  $\tau_g(\omega)$ , sin embargo, este

método carece de resolución suficiente para medir con fidelidad los cambios bruscos que presenta el retardo de grupos de este tipo de dispositivos.

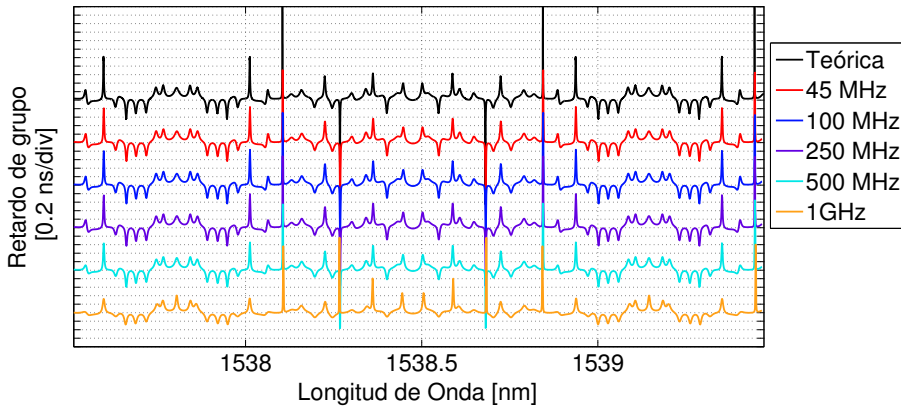
$$\Delta\phi = -\omega_e\phi'(\omega_0) \quad (7.31)$$

En la Figura 7.12 y Figura 7.13 se muestra una simulación de la característica en módulo y retardo de grupo que se obtendrían en función de la frecuencia de modulación de la portadora óptica y el resultado ideal. Las distintas simulaciones están desplazadas para una mejor visualización.

Al examinar los resultados con detenimiento, se puede extraer que la característica en módulo presenta un comportamiento equivalente al teórico ideal para frecuencias de modulación menores a 500 MHz.



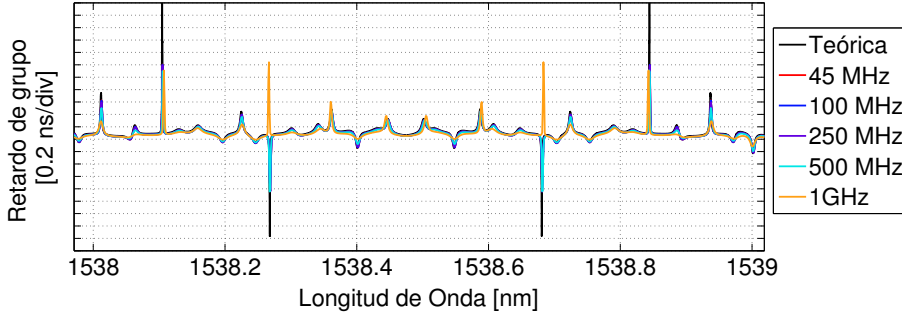
**Figura 7.12:** Simulación espectral en módulo utilizando el método del desfase en doble banda lateral, *MPS-DBL*.



**Figura 7.13:** Simulación de los retardos de grupo utilizando el método del desfase en doble banda lateral, *MPS-DBL*.

Sin embargo, aunque el retardo de grupo tiene un comportamiento similar, en la

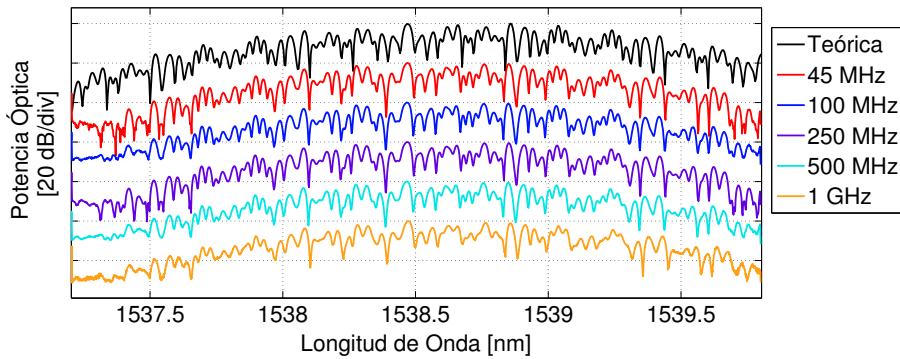
Figura 7.13 se puede apreciar que las variaciones abruptas del retardo de grupo se ven suavizadas, incluso para las frecuencias de modulación más bajas, como se puede ver en detalle en la Figura 7.14.



**Figura 7.14:** Detalle del retardo de grupo obtenido para el *MPS-DBL*.

En la Figura 7.15 y la Figura 7.16 se muestran los resultados experimentales obtenidos, al medir la red simulada en los ejemplos anteriores, representada en color negro, utilizando diferentes frecuencias de modulación. Las diferentes respuestas se han desplazado en amplitud para una mejor visualización.

Los resultados obtenidos tanto en amplitud como en retardo de grupo, concuerdan perfectamente con la simulación teórica.

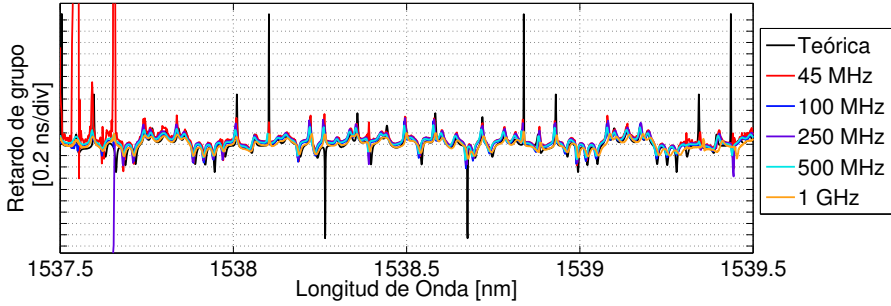


**Figura 7.15:** Resultados experimentales obtenidos en la caracterización del módulo de la respuesta espectral mediante *MPS-DBL* para diferentes  $f_e$ .

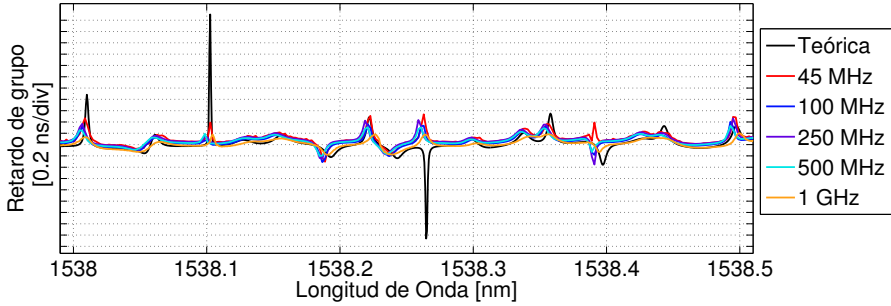
En la Figura 7.17 se muestra en detalle el retardo de grupo recuperado mediante la técnica del desfase, donde puede apreciarse la falta de resolución cuando se producen variaciones abruptas de la señal.

El resultado de integrar los datos de retardo de grupo obtenidos, se muestran en la Figura 7.18, junto con la respuesta frecuencia en fase teórica. La baja resolución del método queda reflejado en la Figura 7.19 donde se muestra la respuesta temporal obtenida a partir de los datos de la medida directa del módulo y la fase recuperada.

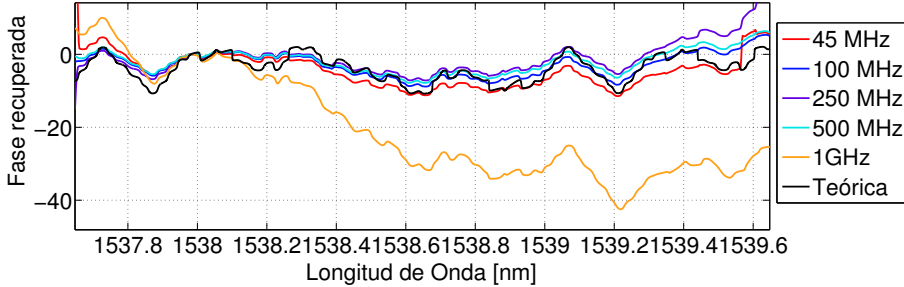




**Figura 7.16:** Resultados experimentales obtenidos en la caracterización del retardo de grupo  $\tau_g(\lambda)$  mediante *MPS-DBL* para diferentes  $f_e$ .



**Figura 7.17:** Detalle de la medida del retardo de grupo para diferentes  $f_e$ .

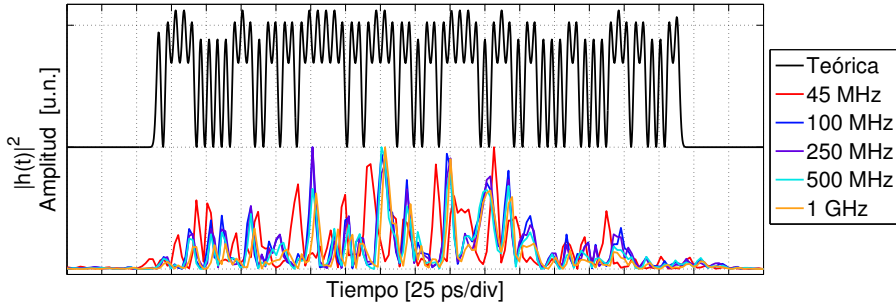


**Figura 7.18:** Recuperación de la fase frecuencial mediante la integración del retardo de grupo junto con la fase frecuencial teórica.

## 7.4 Método propuesto: Desplazamiento de la banda lateral.

En la literatura se presentan diferentes variantes del presente método que proporcionan una caracterización más precisa de los dispositivos ópticos, solventando la limitación de resolución del método del desfase, en el caso óptico de 1 pm o 125 MHz, debida a la fuente óptica utilizada y la frecuencia de modulación.

En concreto, se propone en [15, 17] un método de medida cuya resolución es del



**Figura 7.19:** Recuperación del módulo de la característica temporal en función de  $f_e$  y la respuesta teórica.

orden de 1 Hz, que ha servido como punto de partida en la metodología de caracterización presentada en este capítulo. La metodología desarrollada se aplica a dispositivos independientes de la polarización; sin embargo, también es posible la caracterización de dispositivos ópticos dependientes de la polarización tal y como se propone en [41].

El método está basado en la modulación externa de la portadora óptica a través de un modulador electro-óptico (*EOM*, *Electro-Optical Modulator*), con la finalidad de obtener una única banda lateral, de ahora en adelante (*O*)SSB, (*Optical*) *Single Side Band*. Contrariamente al método del desfase, la portadora óptica permanecerá fija mientras que la banda lateral se desplaza al aplicar diferentes frecuencias de modulación.

La ventaja de este procedimiento reside en que la información obtenida a través del analizador de redes vectorial se corresponde directamente con la característica del dispositivo a la frecuencia de modulación, por lo que permite una medida directa de la función de transferencia del dispositivo.

Otro factor importante, es la resolución del desplazamiento de la banda lateral, el cual depende únicamente de la resolución con que se desplaza la frecuencia de modulación ( $f_e$ ) y del ancho del línea de la fuente óptica utilizada, siendo éste el más limitante (100 Hz). Debido a lo cual, se obtiene la máxima resolución en el orden de fentómetros, muy superior a la alcanzable mediante la técnica del desfase en doble banda lateral.

Matemáticamente, la expresión del campo eléctrico obtenido en la modulación en banda lateral única ideal queda reflejado en (7.33).

$$E_e^{SSB}(t) = E_0 \cdot e^{j\omega_0 t} + E_{01} \cdot e^{j(\omega_0 + \omega_{RF})t} \quad (7.32)$$

$$E_0 = |E_0| \cdot e^{j\Phi_0}$$

$$E_{01} = |E_{01}| \cdot e^{j\Phi_{01}}$$

Donde  $E_{00}$  y  $E_{01}$  son las amplitudes complejas de la portadora óptica y la banda lateral respectivamente,  $\omega_0$  es la portadora óptica y  $\omega_{RF}$  es la frecuencia de mo-

dulación que ha de ser desplazada para cubrir el rango espectral de interés.

$$E_s^{SSB}(t) = \begin{bmatrix} E_0 |H(\omega_0)| e^{j\phi(\omega_0)} e^{j\omega_0 t} \\ + E_{01} |H(\omega_0 + \omega_{RF})| e^{j\phi(\omega_0 + \omega_{RF})} e^{j(\omega_0 + \omega_{RF})t} \end{bmatrix} \quad (7.33)$$

$$i_s^{SSB}(t)|_{f=f_{RF}} \propto \begin{bmatrix} |E_0| \cdot |H(\omega_0)| \cdot |H(\omega_0 + \omega_{RF})| \cdot \\ \cos(\omega_{RF}t + \Phi_{01} - \Phi_0 + \phi(\omega_0 + \omega_{RF}) - \phi(\omega_0)) \end{bmatrix} \quad (7.34)$$

Asumiendo una modulación en banda lateral única ideal, la función de transferencia recuperada mediante el analizador de redes vectorial (*VNA Vector Network Analyzer*) queda descrita en la ecuación (7.35), donde la respuesta recuperada depende únicamente de la banda lateral no suprimida ( $H(\omega_0 + \omega_{RF})$ ) y de la portadora óptica ( $H(\omega_0)$ ).

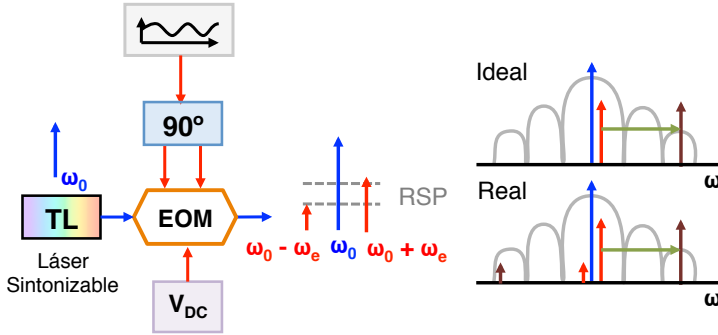
Sin embargo, la supresión perfecta entre las bandas tiene una implicación directa en la eficacia del método por lo que (7.35) debe verse extendida para contemplar la eficacia de la supresión de una de las bandas laterales (7.36), *i.e.* relación de supresión (RS). En (7.35) y (7.36) los subíndices (01) y (10) se corresponden con la banda lateral derecha e izquierda respectivamente.

$$H(\omega)|_{\omega_{RF}} = |H(\omega_0)| \cdot |H(\omega_0 + \omega_{RF})| \cdot e^{j\phi(\omega_0 + \omega_{RF}) - j\phi(\omega_0)} \quad (7.35)$$

$$H(\omega)|_{\omega_{RF}} = \begin{bmatrix} \frac{|E_{01}| |H(\omega_0)| \cdot |H(\omega_0 + \omega_{RF})| \cdot e^{j(\Phi_{01} - \Phi_0 + \phi(\omega_0 + \omega_{RF}) - \phi(\omega_0))}}{|E_{01}| \cdot e^{j(\Phi_{01} - \Phi_0)} + |E_{10}| \cdot e^{j(\Phi_0 - \Phi_{10})}} + \\ \frac{|E_{10}| |H(\omega_0)| \cdot |H(\omega_0 + \omega_{RF})| \cdot e^{j(-\Phi_{10} + \Phi_0 - \phi(\omega_0 + \omega_{RF}) + \phi(\omega_0))}}{|E_{01}| \cdot e^{j(\Phi_{01} - \Phi_0)} + |E_{10}| \cdot e^{j(\Phi_0 - \Phi_{10})}} \end{bmatrix} \quad (7.36)$$

El procedimiento de medida se muestra de manera esquemática en la Figura 7.20. En la parte izquierda se muestra la generación de la banda lateral única, y el posterior desplazamiento de la banda lateral en el rango espectral de interés en función de la frecuencia de modulación. La caracterización del dispositivo depende de la relación de supresión entre las bandas laterales y del rango de modulación de la portadora, que definirá el alcance espectral de la caracterización.

Aunque esta metodología posee claras ventajas en cuanto a resolución y recuperación directa de la información (tanto módulo como fase), presenta algunos aspectos delicados, tanto debidos a limitaciones tecnológicas como al propio proceso de medida, que necesitan ser evaluados previamente para alcanzar la máxima efectividad del método.

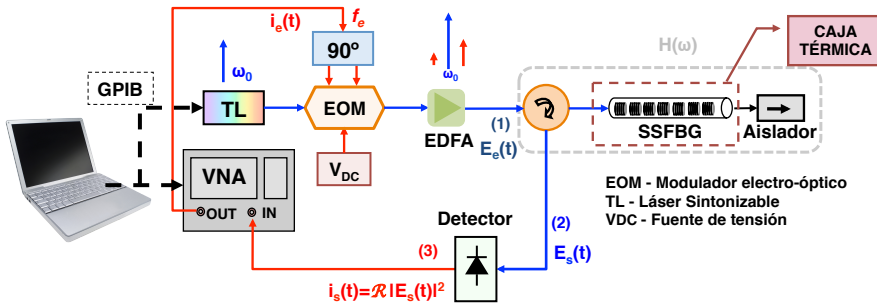


**Figura 7.20:** Modulación en banda lateral única.

#### 7.4.1 Caracterización del método.

La generación de modulación en banda lateral única ha sido estudiada y presentada en diferentes contextos y por diferentes autores [42, 43], en concreto en [43], establecen un procesamiento que tiene en cuenta la relación entre las bandas. Generalmente la generación de la *OSSB* se produce para una frecuencia de modulación fija, simplificando así el proceso, puesto que únicamente es necesario modificar el punto de trabajo del modulador externo a través de la tensión aplicada para el ajuste fino de la relación de supresión.

Sin embargo, para poder caracterizar de manera completa los dispositivos bajo estudio, es necesario efectuar un desplazamiento de la banda lateral en un rango de frecuencias, por lo que uno de los aspectos cruciales de esta metodología es la generación de la modulación en banda lateral única en un amplio rango de frecuencias.



**Figura 7.21:** Setup utilizado para la caracterización mediante la técnica en *OSSB*.

En la Figura 7.21 se muestra el setup que debe ser utilizado para la caracterización de dispositivos ópticos mediante esta metodología, que serán descritos a lo largo del capítulo.

### *Generación de la Modulación en Banda Lateral Única (OSSB)*

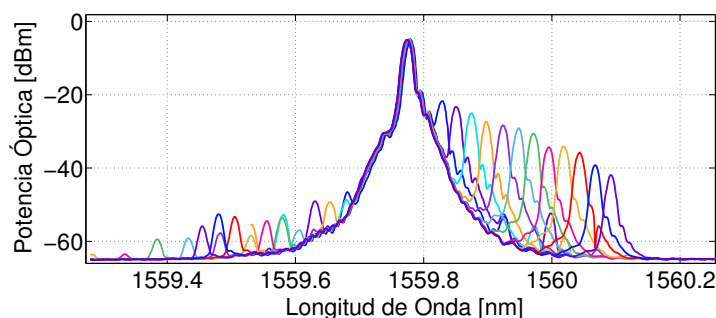
La generación de la *OSSB* se realiza a través de un modulador *Dual – Drive* y de un híbrido de  $90^\circ$  que actúa como un desfasador de la señal introducida, por lo que se debe proceder a la caracterización del comportamiento del modulador y el híbrido a fin de determinar los límites del método en cuanto a la relación de supresión de las bandas laterales y el rango frecuencial trabajo.

El híbrido de  $90^\circ$  que ha sido utilizado para las medidas presentadas, posee un rango de operación de 6 a 40 GHz. Las pérdidas de inserción máximas definidas por sus especificaciones son de 2 dB y el error de la señal desfasada máxima es para la fase de  $10^\circ$  y en cuanto a la amplitud de  $\pm 1.2$  dB.

La limitación del rango frecuencial de trabajo influirá en el alcance de los barridos espectrales, siendo éste definido entre 6 y 40 GHz, se obtiene una barrido frecuencial de 34 GHz, cuyo equivalente en longitud de onda para un portadora óptica en tercera ventana, de 0.27 nm [18].

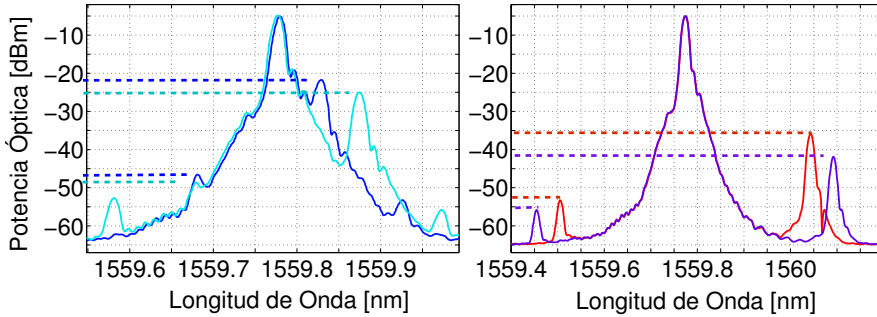
En la Figura 7.22 se muestra el espectro de las señal óptica de entrada tras la modulación en banda lateral única para el rango de frecuencias soportado por el híbrido, cuya portadora óptica se encuentra a una longitud de onda de 1559.75 nm.

Analizando el comportamiento, se extrae que la relación de supresión entre bandas empeora conforme aumenta la frecuencia de modulación, como puede apreciarse más detalladamente en la Figura 7.23.



**Figura 7.22:** Generación de la banda lateral única para todo el rango de frecuencias RF.

De los resultados presentados, se establecen dos conclusiones principales sobre la técnica presentada, en referencia a la supresión de la banda lateral y del rango espectral alcanzable por barrido.

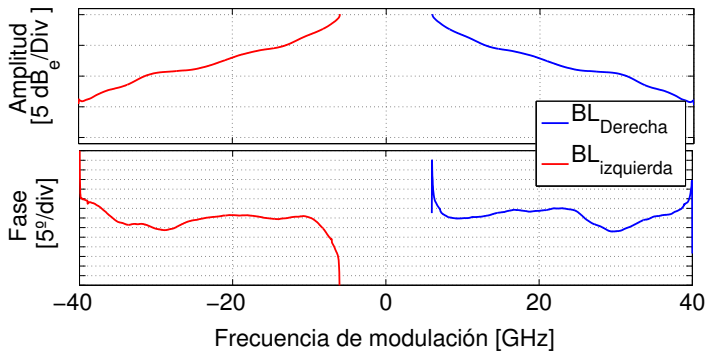


**Figura 7.23:** Reducción de la relación de supresión con la frecuencia.

### *Efecto de la Relación de Supresión (RS) entre bandas.*

Los resultados obtenidos muestran una pérdida de potencia de la banda lateral y la correspondiente reducción de la  $RS$  dependiente de la frecuencia de modulación de la portadora óptica.

En la Figura 7.24 se muestra la respuesta medida detectada a través del VNA en módulo y fase para todo el rango de frecuencias de modulación del rango de trabajo del híbrido, alternativamente para la generación de la banda lateral derecha (azul) y la banda lateral izquierda (roja).



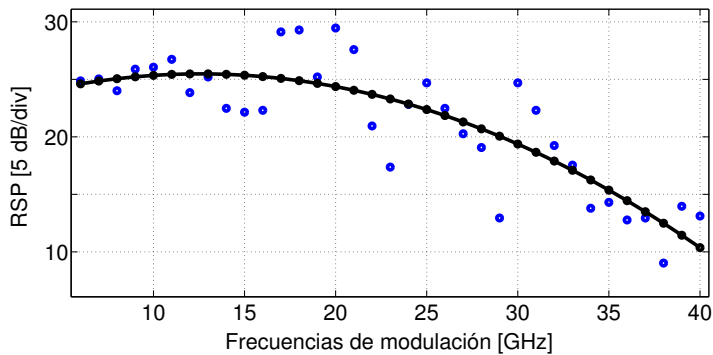
**Figura 7.24:** OSSB setup

Evitando las frecuencias máxima y mínima del rango de trabajo del híbrido, la variación de los valores de fase recuperados se suponen estables ya que presentan una fluctuación menor a los  $10^\circ$ , por lo que no representarán un error significativo en la recuperación de la fase.

Con respecto a la caracterización en amplitud, muestra una pérdida de 15 dB de forma lineal en el rango frecuencial permitido (6 - 40 GHz). Este aspecto deberá tenerse en cuenta en el proceso de caracterización y procesamiento de datos posterior, para realizar una correcta normalización en potencia de las medidas efectuadas.

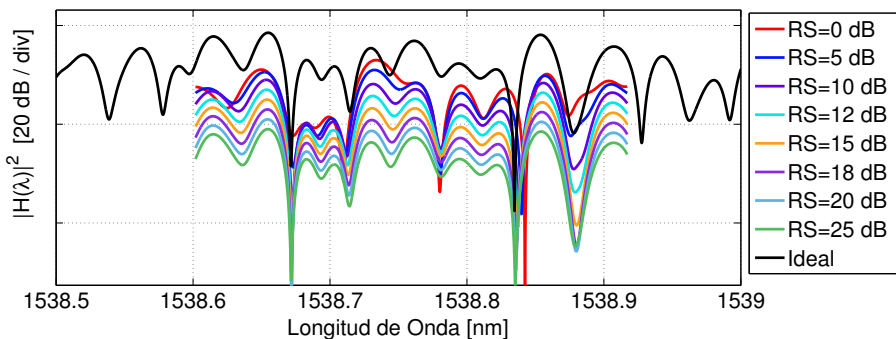
Esta tendencia decreciente en la detección de la banda lateral se ve acentuada por el

deterioro de la supresión de la banda lateral. En la Figura 7.25 están representados los valores de supresión entre bandas, mostrados explícitamente en Figura 7.22. Los resultados se obtuvieron al maximizar la respuesta de supresión a una frecuencia de 20 GHz, estableciendo un compromiso de mejores resultados en todo el rango frecuencial, siendo el mayor valor de  $RS$  de 30 dB y mínimo de 10 dB.

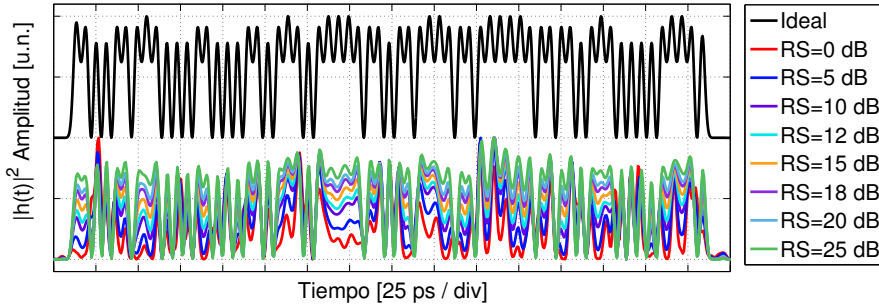


**Figura 7.25:** Relaciones de supresión entre las bandas.

En [17] se establece un umbral mínimo de supresión de 20 dB para asegurar una medida con la suficiente exactitud y prevenir cualquier interferencia de señales en la detección de la corriente introduciendo errores de amplitud y fase añadidos. En la Figura 7.26 se muestran los resultados teóricos de un barrido espectral para diferentes valores de supresión de la portadora, extendiendo este procedimiento, se obtienen los resultados de la Figura 7.27, donde se presenta la recuperación de la respuesta temporal en función de la relación de supresión. De los resultados mostrados se verifica el mínimo umbral alrededor de 20 dB estipulado en [17] de supresión entre portadoras para una correcta recuperación de la señal temporal. Estableciendo este límite tendríamos un rango de frecuencias útiles algo menor (28 GHz) al definido por las limitaciones de los distintos dispositivos empleados.



**Figura 7.26:** Modelado del efecto en la característica de amplitud espectral en función de la  $RS$ ..

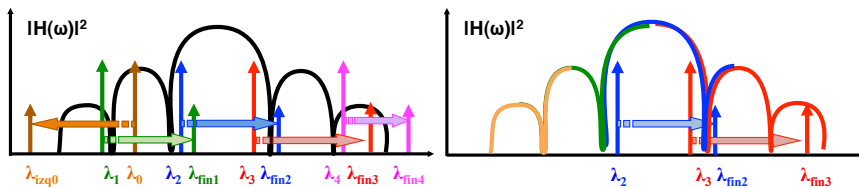


**Figura 7.27:** Modelado del efecto en la característica temporal de amplitud en función de la RS.

### *Rango espectral disponible.*

La principal desventaja de esta técnica es el reducido rango espectral alcanzable en cada barrido de radiofrecuencia ( $\Delta\lambda=0.27$  nm). En principio, este comportamiento limita el tipo de dispositivos a caracterizar, a dispositivos de ancho de banda reducido, para que puedan ser caracterizados de manera completa mediante un único barrido. Sin embargo, como se ha desarrollado en capítulos anteriores, los dispositivos bajo estudio presentan un ancho de banda superior a 0.27 nm. Para solventar esta limitación se propone la concatenación de múltiples barridos espectrales variando la longitud de onda de la portadora óptica hasta completar el rango espectral bajo estudio.

En la Figura 7.28 se representa la metodología de concatenación de barridos espectrales propuesta en [18] para poder caracterizar de manera completa cualquier tipo de dispositivo óptico.



**Figura 7.28:** Procedimiento para la medida de dispositivos ópticos espectralmente anchos mediante múltiples barridos espectrales.

Como puede apreciarse, en función del ancho de banda del dispositivo se va a necesitar de múltiples mediciones, en ambos sentidos (derecha e izquierda). Además, los extremos de cada una de las medidas deben estar contenidos en las medidas adyacentes, a fin de obtener una medida final sin discontinuidades.

Debido al procedimiento de múltiples barridos espectrales y a la naturaleza propia de los dispositivos a caracterizar deben definirse ciertas precauciones referentes a la posición de la portadora.



Los dispositivos para *CDS-OCDMA* se caracterizan por tener fuertes y rápidas variaciones de amplitud y fase respecto a la frecuencia óptica, por lo que se ha procedido a hacer un estudio previo de la influencia sobre la medida resultante de la posición de la portadora óptica.

Recientemente se ha propuesto en [42, 43] el mismo procedimiento de caracterización, pero en lugar de utilizar un híbrido de  $90^\circ$  se utilizar un filtro óptico para eliminar completamente la banda no deseada. En [43], además el desbalanceado de supresión de las bandas se tiene en cuenta en el procesamiento posterior, mejorando la precisión de las medidas y relajando la limitación en cuanto a la generación de la banda lateral única.

Aunque esta alternativa, puede tener algunas aspectos atractivos, ya que se elimina la utilización del híbrido y su limitación en cuanto al rango de frecuencias; la utilización de un filtro óptico en la medida mediante múltiples barridos supondría la necesidad de asegurar las mismas condiciones en cada unas de las medidas tomadas, elevando la complejidad del método.

En los resultados mostrados en las secciones siguientes, los datos han sido adquiridos mediante un *software* de adquisición de datos *Labview*, que ha permitido sincronizar los equipos empleados para obtener una caracterización completa.

## 7.4.2 Resultados obtenidos.

Mediante la metodología descrita se ha procedido a la caracterización completa de diferentes redes de difracción superestructuradas, mostrándose además los resultados temporales obtenidos para redes SSFBG utilizadas en aplicaciones de *CDS-OCDMA*.

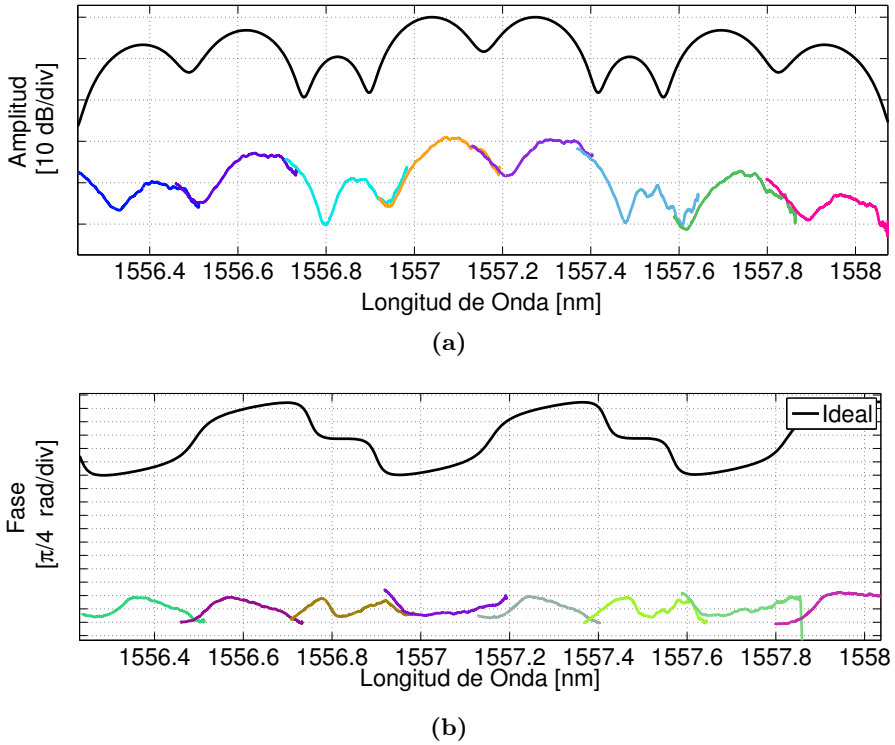
### *SSFBG de 3 Chips*

Para verificar la capacidad de la metodología, se fabricó de forma específica una red superestructurada diferente a las utilizadas para la codificación coherente.

La red tiene un tiempo de *chip* definido como  $t_{ch} = 5.9 \text{ ps}$ , y las características de amplitud y fase del código que implementa son: amplitud [1 0 0 0 1 0 1] (tres únicos *chips*), y fase [0 - - - 1 - 1] (un cambio de fase).

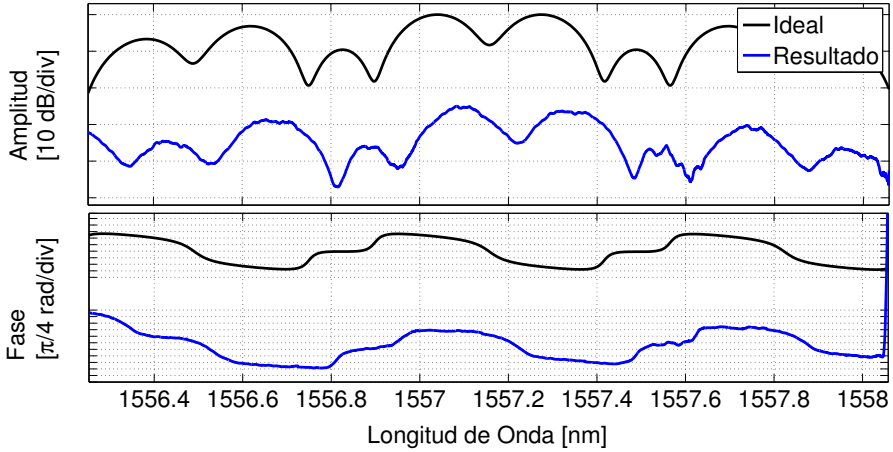
El comportamiento espectral de este dispositivo se muestra en la Figura 7.29a, así como las múltiples medidas realizadas (diferentes colores), necesarias para la caracterización completa.

Para recuperar el comportamiento de la red fueron necesarios 8 barridos espectrales, sin embargo, debido a la propia característica espectral y las limitaciones de los barridos, cada barrido abarca un lóbulo espectral, como se muestra en la figura. Es por ello, que se requiere un posicionamiento preciso de la portadora y el comienzo de la banda lateral. En concreto para la medida, se ha posicionado la portadora en puntos estratégicos que evitaban el comienzo de las múltiples medidas en zonas cercanas a un nulo espectral.



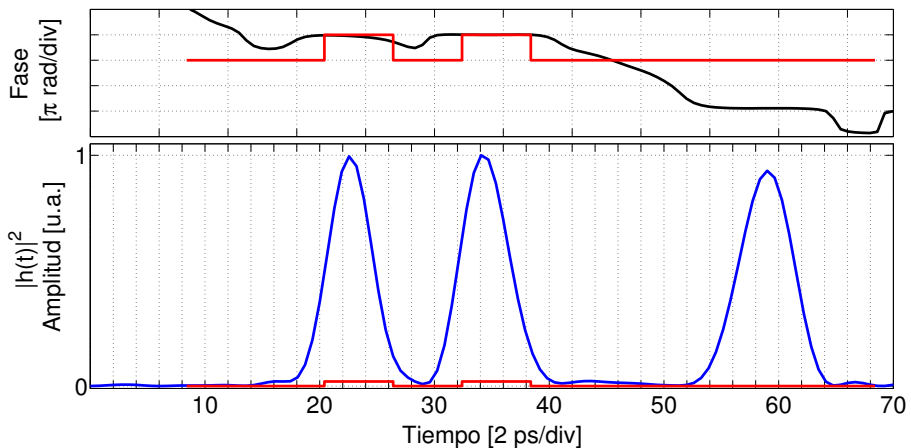
**Figura 7.29:** Respuesta espectral en módulo (a) y fase (b) de una *SSFBG* con 3 *chips* no equiespaciados temporalmente ([1 0 0 0 1 0 1]) y con un único cambio de fase ([0 - - 1 - 1]).

En la Figura 7.29b se muestra de manera equivalente el comportamiento ideal de la fase y los resultados obtenidos. Tras el apropiado procesado de los datos, los resultados finales de la respuesta frecuencia completa (módulo y fase) se muestran en la Figura 7.30, donde se aprecia la precisión en la recuperación de la fase y módulo.



**Figura 7.30:** Respuesta frecuencial final recuperada tras el procesado de las múltiples medidas para la *SSFBG* con 3 *chips* no equiespaciados temporalmente ([1 0 0 0 1 0 1]) y con un único cambio de fase ([0 - - - 1 - 1]), junto con su comportamiento ideal.

Una vez obtenida la respuesta frecuencial, el comportamiento temporal se puede obtener de manera directa mediante la transformada de Fourier inversa, obteniendo su respuesta temporal en módulo y fase como se muestra en la Figura 7.31.



**Figura 7.31:** Respuesta temporal (módulo y fase) obtenida tras el procesado para la *SSFBG* con 3 *chips* no equiespaciados temporalmente ([1 0 0 0 1 0 1]) y con un único cambio de fase ([0 - - - 1 - 1]), junto con los cambios de fase teóricos.

En la Figura 7.31 se muestra conjuntamente la respuesta temporal recuperada en fase (negra) y la respuesta teórica ideal (rojo), y la característica en amplitud recuperada, acorde con el código teóricamente implementado.

El código teórico (rojo) es mostrado en ambas subfiguras a modo de nexo entre ambas, verificando la concordancia de la amplitud y la fase de cada uno de los *chips*.

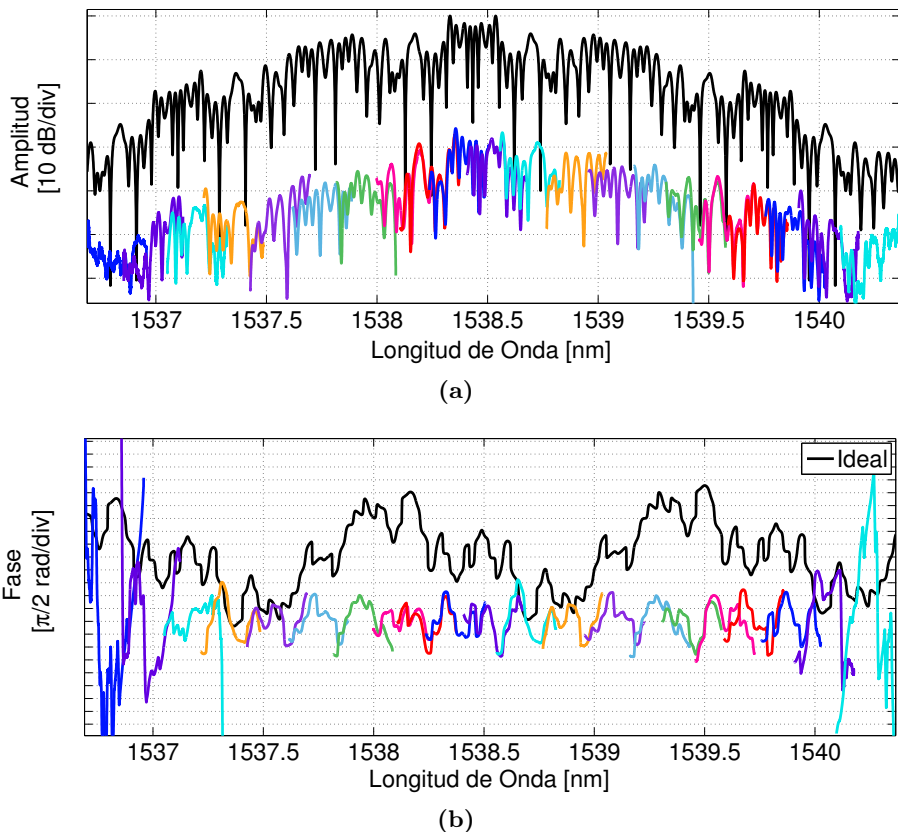
Tal y como se ve en la figura, la recuperación de la fase de la respuesta temporal, no es discreta, por lo que habrá que fijarse en la fase en la posición central de cada uno de los *chips* marcados en amplitud. En la Figura 7.31 se puede distinguir claramente los dos primeros *chips* con un valor de  $3\pi$  radianes y el tercero con un valor de 0 radianes, equivalente a un único cambio de fase entre los dos primeros y el último, en concordancia con la fabricación.

### SSFBG con Código 1 de 63 Chips

Análogamente, se ha caracterizado una red SSFBG utilizada para la de/codificación coherente, que implementa 63 *chips* con cambios de fase binarios y un tiempo entre muestras de  $t_{ch} = 5.9$  ps. El código implementado es un código 1, perteneciente a una familia de *Gold – Code*, con cambios de fase definidos en  $c1$ .

$c1 = [0\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0\ 1\ 0\ 1\ 0\ 1\ 0\ 0\ 0\ 0\ 1\ 0\ 1\ 0\ 1\ 1\ 0\ 1\ 1\ 1\ 1\ 0\ 1\ 0\ 1\ 1\ 0\ 0\ 1\ 0\ 1\ 0\ 0\ 0\ 1\ 0\ 0\ 0\ 1\ 1\ 1\ 1\ 1\ 1\ 1\ 1\ 1\ 0\ 0\ 0\ 1\ 0\ 1\ 1\ 0\ 1\ 1\ 1\ 1]$ .

El ancho del pulso del láser *UV* en fabricación se estima en 2.8 ps, dando como resultado una envolvente con un ancho de banda de 3 nm a -20 dB del máximo. La respuesta en amplitud teórica ideal del dispositivo a caracterizar, junto con los resultados de los múltiples barridos necesarios se muestra en la Figura 7.32a. Debido a las características de la red con periodicidad de 1.4 nm y fuertes varia-

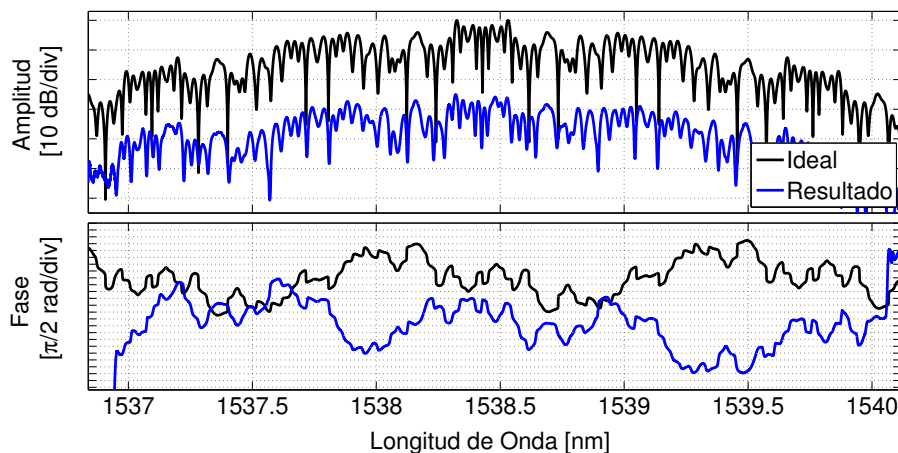


**Figura 7.32:** Respuesta espectral en amplitud (a) y fase (b) para las múltiples medidas realizadas junto con la respuesta teórica ideal (negro) para una SSFBG con 63 *chips* con código 1.

ciones espectrales, fueron necesarios hasta 21 escaneos a diferentes posiciones de

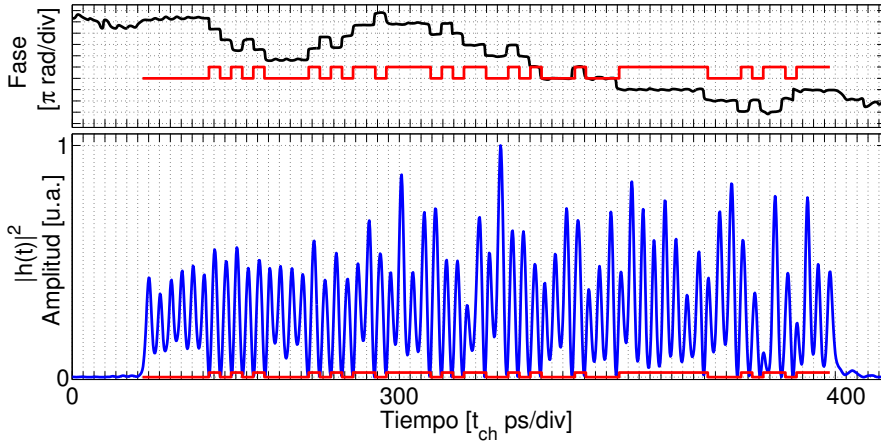
la portadora óptica. De manera equivalente en la Figura 7.32b se muestran los resultados en fase.

El resultado obtenido tras el procesado se muestra en las figuras Figura 7.33 y Figura 7.34. En la primera figura se muestra el resultado final obtenido y el teórico ideal diseñado, en amplitud y fase, para la característica espectral, reflejando cómo se ha recuperado perfectamente el comportamiento del dispositivo comparándolo con el teórico ideal.



**Figura 7.33:** Respuesta frecuencial final recuperada tras el procesado de las múltiples medidas para la *SSFBG* con 63 *chips* con código 1.

En la Figura 7.34, se muestra la respuesta temporal, tanto en amplitud como en fase. En la característica en amplitud (inferior) se ven perfectamente los 63 *chips* que conforman su respuesta temporal, y cada una de las fases (superior) asociadas a cada *chip*. En la figura también se muestra la respuesta en fase teórica en rojo. En la subfigura inferior, puede apreciarse cómo encajan perfectamente los nulos de la respuesta en amplitud con los cambios de fase del código.

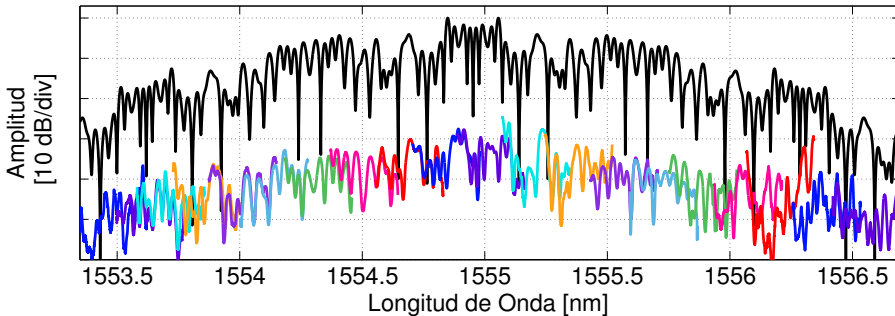


**Figura 7.34:** Respuesta temporal recuperada y cambios de fase teóricos para la *SSFBG* con 63 *chips* con código 1.

***Dispositivo SSFBG de/codificador compensador de la dispersión.***

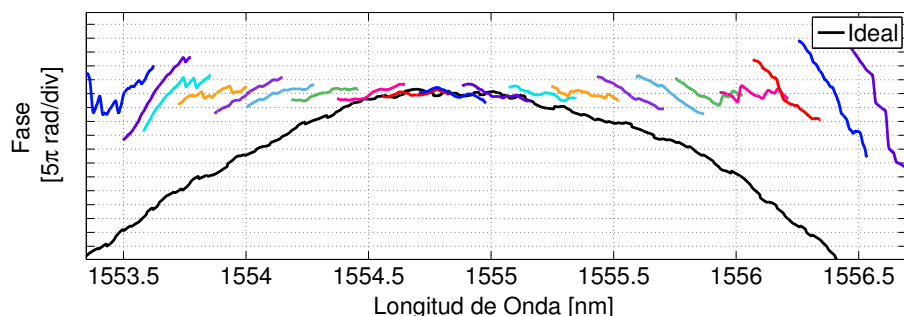
El siguiente de los dispositivos que se ha caracterizado mediante esta técnica, es un dispositivo de/codificador y compensador de dispersión.

El dispositivo presentado, implementa también el código 1 mostrado anteriormente con un tiempo entre muestras equivalente. Adicionalmente, se ha diseñado para compensar una dispersión cromática equivalente a 11.8 km de fibra ( $\beta_2 = -22 \frac{\text{ps}^2}{\text{km}}$ ). En la Figura 7.35 está representada la amplitud teórica, que no presentan ninguna diferencia frente al mismo codificador sin compensación de la dispersión, y en la Figura 7.36 se muestra la característica en fase frecuencial resultado de las múltiples medidas y la respuesta teórica, donde sí se aprecia la forma parabólica propia de la dispersión.



**Figura 7.35:** Respuesta en amplitud teórica ideal y medida experimental mediante múltiples barridos para la *SSFBG* codificadora y compensadora de dispersión.

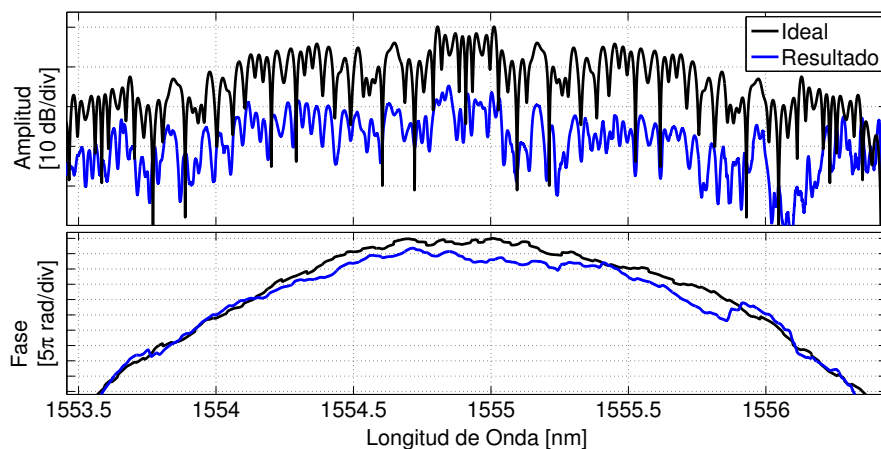
Tras el procesado, el resultado obtenido en el dominio frecuencial se muestra en la



**Figura 7.36:** Respuesta en fase teórico ideal y medida de los múltiples barridos para el dispositivo *SSFBG* codificadora y compensador de la dispersión.

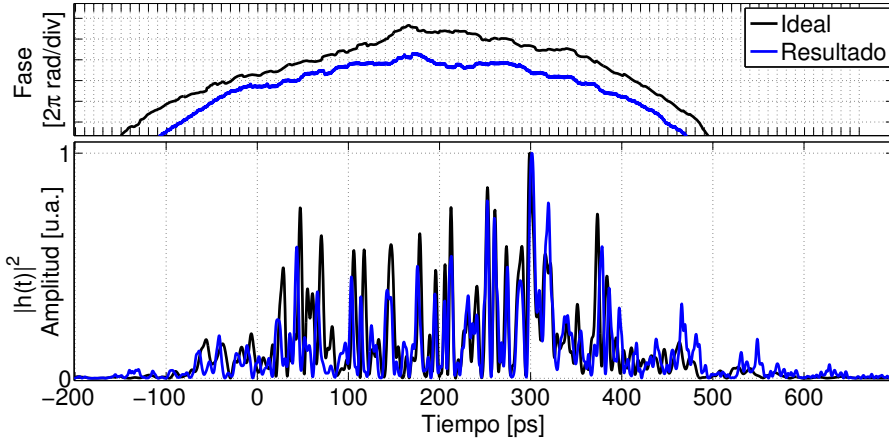
Figura 7.37, donde se aprecia que el comportamiento espectral concuerda perfectamente con el modelo teórico.

En Figura 7.38 se muestra la respuesta impulsiva recuperada del dispositivo codificador y compensador de la dispersión junto con la respuesta teórica ideal pudiéndose apreciar un comportamiento similar tanto en la amplitud, ya que la respuesta temporal se ve esparcida en el tiempo, así como un comportamiento en fase que presenta una característica parabólica (comportamiento propio de un dispositivo de/codificador y compensador de la dispersión).



**Figura 7.37:** Respuesta frecuencial final recuperada mediante múltiples barridos espectrales junto con el comportamiento teórico ideal esperado.





**Figura 7.38:** Respuesta temporal recuperada para la *SSFBG* codificadora y compensador de la dispersión.

## 7.5 Conclusiones sobre las técnicas basadas en radiofrecuencia.

Se han presentado dos técnicas de caracterización de dispositivo ópticos basadas en radiofrecuencia, la conocida técnica del desfase *MPS*, así como la extensión [18] de la técnica presentada en [15]. Ambas técnicas se implementan utilizando un *setup* similar, pero las resoluciones obtenidas son muy diferentes.

La técnica de *MPS*, es una medida indirecta de la fase espectral, ya que se obtiene una medida de retardo de grupo ( $\tau_g(\omega)$ ), por lo que está limitada por la frecuencia mínima de modulación de la portadora. Este hecho produce un promediado del comportamiento del dispositivo a dos frecuencias ópticas diferentes (portadora y banda lateral) en su implementación en banda lateral única.

En el método de múltiples barridos propuesto, la resolución está limitada por el ancho de línea del láser sintonizable utilizado, debido a que se mapea directamente la respuesta en fase espectral sobre la portadora de la señal óptica. Es por ello, que la principal limitación es el rango de modulación disponible (36 GHz/ barrido), así como la generación de la banda lateral única con valores de la relación de supresión entre las bandas laterales elevados (*RS*).

Los resultados obtenidos muestran la posibilidad de recuperar respuesta temporal mediante la técnica propuesta de múltiples barridos, aunque se requiere de mejoras en cuanto a la relación de supresión de las bandas laterales a fin de obtener resultados óptimos. En cuanto al método del *MPS*, la resolución obtenida en la medida del retardo de grupo carece de la resolución para llevar a cabo el procesamiento de la señal necesario (integración de  $\tau_g(\omega)$ ) y recuperar los cambios de fase abruptos presentes en la respuesta temporal de los dispositivos bajo estudio.

## 7.6 Conclusiones.

En este capítulo se ha hecho un sucinto resumen sobre las técnicas existentes para la caracterización de dispositivos ópticos, en función de la complejidad de la metodología y la exactitud y completitud de la respuesta obtenida.

En concreto se han planteado aquellas técnicas que proporcionan la caracterización completa recuperando el comportamiento en amplitud y fase de los dispositivos bajo estudio. Con este propósito se han presentado las técnicas interferométricas y las basadas en radiofrecuencia.

En concreto se han presentado en mayor profundidad dos técnicas basadas en radiofrecuencia que utilizan la modulación de la portadora óptica. Sendos desarrollos matemáticos así como estudios de la viabilidad de las técnicas basadas en radiofrecuencia propuestas para la caracterización de dispositivos ópticos han sido efectuados con objetivo de obtener las limitaciones de los métodos y exponer aspectos críticos que deben ser tenidos en cuenta cuando se hace uso de ellos.

Para finalizar se han presentado los resultados obtenidos utilizando el método basado en la modulación de la portadora óptica en banda lateral única y su desplazamiento, que se ha propuesto como una solución efectiva con una alta resolución espectral, limitada únicamente por el ancho de línea del láser sintonizable utilizado (en nuestro caso 100 Hz).

Los dispositivos mostrados son redes de difracción superestructuradas que implementan dos longitudes diferentes de 3 y 63 *chips*. El dispositivo con 3 *chips* tiene una distribución temporal de los mismo no periódica y cambios de fase bipolares. Las redes de 63 *chips*, con amplitud constante y cambios de fase son también bipolares, tienen una distribución temporal equiespaciada con un tiempo entre *chips*  $\sim 5.9$  ps con una tasa de 167 Gchip/s. Además, de los dispositivos estándar, también se han presentado los resultados obtenidos para caracterización de dispositivos codificadores y compensadores de la dispersión.

De los resultados obtenidos se extrae la eficiencia de esta metodología, debido a la recuperación de forma precisa de la distribución de cada uno de los *chips* casi constante y la fase óptica bipolar propia de las redes fabricadas.

Los resultados refuerzan la propuesta de esta metodología como una alternativa viable para la verificación directa de la fabricación de dispositivos codificadores temporales en fase, así como su extensión a cualquier tipo de componente de gran ancho de banda.

Si bien, la metodología propuesta es un proceso complejo y laborioso en términos de procesamiento; los elementos necesarios y *setup* utilizados, así como las condiciones de estabilidad; son más simples que aquellos utilizados en las técnicas interferométricas presentadas en este capítulo.

---

# Bibliografía

- [1] R. Hui and M. O'Sullivan, *Fiber Optic Measurement Techniques*. Academic Press, 2008.
- [2] R. Kashyap, *Fiber Bragg Gratings, Second Edition*. Academic Press, 2009.
- [3] P. Lambelet, P.-Y. Fonjallaz, H. Limberger, R. Salathe, C. Zimmer, and H. Gilgen, "Bragg grating characterization by optical low-coherence reflectometry," *Photonics Technology Letters, IEEE*, vol. 5, no. 5, pp. 565–567, 1993.
- [4] P. A. Krug, R. Stolte, and R. Ulrich, "Measurement of index modulation along an optical fiber Bragg grating," *Opt. Lett.*, vol. 20, pp. 1767–1769, September 1995.
- [5] S. Sandgren, B. Sahlgren, A. Asseh, W. Margulis, F. Laurell, R. Stubbe, and A. Lidgard, "Characterisation of Bragg gratings in fibres with the heat-scan technique," *Electronics Letters*, vol. 31, no. 8, pp. 665–666, 1995.
- [6] S. Tsyier, P. Yvernault, A. Millaud, I. Fsaifes, Y. Jaouen, R. Gabet, and M. Douay, "Index phase profile and pitch measurement technique of fiber Bragg gratings using uv-induced blue luminescence," in *Conference on Lasers and Electro-Optics (CLEO), 2011*, pp. 1–2, 2011.
- [7] M. Beck and I. A. Walmsley, "Measurement of group delay with high temporal and spectral resolution," *Opt. Lett.*, vol. 15, pp. 492–494, May 1990.
- [8] S. Barcelos, M. Zervas, R. Laming, D. Payne, L. Reekie, J. Tucknott, R. Kashyap, P. McKee, F. Sladen, and B. Wojciechowicz, "High accuracy dispersion measurements of chirped fibre gratings," *Electronics Letters*, vol. 31, no. 15, pp. 1280–1282, 1995.
- [9] S. Barcelos, M. Zervas, R. Laming, and D. Payne, "Interferometric fibre grating characterization," in *Optical Fibre Gratings and Their Applications, IEE Colloquium on*, pp. 5/1–5/7, Jan 1995.

- [10] M. Volanthen, H. Geiger, M. Cole, R. Laming, and J. Dakin, "Low coherence technique to characterise reflectivity and time delay as a function of wavelength within a long fibre grating," *Electronics Letters*, vol. 32, no. 8, pp. 757–758, 1996.
- [11] U. Glombitza and E. Brinkmeyer, "Coherent frequency-domain reflectometry for characterization of single-mode integrated-optical waveguides," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 11, pp. 1377–1384, August 1993.
- [12] I. Fsaifes, C. Lepers, A.-F. Obaton, and P. Gallion, "DS-OCDMA encoder/decoder performance analysis using optical low-coherence reflectometry," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 24, pp. 3121–3128, August. 2006.
- [13] B. Costa, D. Mazzoni, M. Puleo, and E. Vezzoni, "Phase Shift Technique for the Measurement of Chromatic Dispersion in Optical Fibers Using LED's," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 30, no. 10, pp. 1497–1503, 1982.
- [14] S. Ryu, Y. Horiuchi, and K. Mochizuki, "Novel chromatic dispersion measurement method over continuous Gigahertz tuning range," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 7, no. 8, pp. 1177–1180, 1989.
- [15] J. E. Román, M. Y. Frankel, and R. D. Esman, "Spectral characterization of fiber gratings with high resolution," *Opt. Lett.*, vol. 23, pp. 939–941, June 1998.
- [16] C. Madsen, "Chromatic and polarization mode dispersion measurement technique using phase-sensitive sideband detection," in *Optical Fiber Communication Conference and ExFhibit, 2001. OFC 2001*, vol. 1, pp. MO6–MO6, 2001.
- [17] R. Hernandez, A. Loayssa, and D. Benito, "Optical vector network analysis based on single-sideband modulation," in *Lasers and Electro-Optics Society, 2003. LEOS 2003. The 16th Annual Meeting of the IEEE*, vol. 2, pp. 909–910 vol.2, 2003.
- [18] D. Pastor, R. Banos, and W. Amaya, "Precise spectral and impulse response characterization of broadband Super Structured FBGs by multi-scan OSSB," in *Optical Fiber Communication Conference and Exposition (OFC/NFOEC), 2011 and the National Fiber Optic Engineers Conference*, pp. 1–3, 2011.
- [19] Y. Li, W. Chen, D. Chen, Y. Zeng, H. Lu, and J. Yang, "A General Characterizing Method for Ring Resonators Based on Low Coherence Measurement," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 30, pp. 846–852, March 2012.
- [20] H. Yamada, H. Sanjoh, M. Kohtoku, K. Takada, and K. Okamoto, "Measurement of phase and amplitude error distributions in arrayed-waveguide grating multi/demultiplexers based on dispersive waveguide," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 18, pp. 1309–1320, Sept 2000.

- [21] W. Chen, Y.-J. Chen, M. Yan, B. McGinnis, and Z. Wu, "Improved techniques for the measurement of phase error in waveguide based optical devices," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 21, pp. 198–205, January 2003.
- [22] R. C. Youngquist, S. Carr, and D. E. N. Davies, "Optical coherence-domain reflectometry: a new optical evaluation technique," *Opt. Lett.*, vol. 12, pp. 158–160, Mar 1987.
- [23] K. Takada, I. Yokohama, K. Chida, and J. Noda, "New measurement system for fault location in optical waveguide devices based on an interferometric technique," *Appl. Opt.*, vol. 26, pp. 1603–1606, May 1987.
- [24] X. Clivaz, F. Marquis-Weible, and R. Salathe, "Optical low coherence reflectometry with 1.9  $\mu$ m spatial resolution," *Electronics Letters*, vol. 28, pp. 1553–1555, July 1992.
- [25] J. Thomas, *Reflectometry for Fiber Length Measurement*. PhD thesis, University of Missouri-Columbia, 1996.
- [26] D. Derickson, *Fiber Optic Test and Measurement*. Hewlett-Packard professional books, Prentice Hall PTR, 1998.
- [27] S. Dyer, K. Rochford, and A. Rose, "Fast and accurate low-coherence interferometric measurements of fiber Bragg grating dispersion and reflectance," *Opt. Express*, vol. 5, pp. 262–266, November 1999.
- [28] P. Giaccari, H. G. Limberger, and R. P. Salathé, "Local coupling-coefficient characterization in fiber Bragg Gratings," *Opt. Lett.*, vol. 28, pp. 598–600, April 2003.
- [29] D. Baney and W. Sorin, "Extended-range optical low-coherence reflectometry using a recirculating delay technique," *Photonics Technology Letters, IEEE*, vol. 5, pp. 1109–1112, September 1993.
- [30] J. P. Von der Weid, R. Passy, G. Mussi, and N. Gisin, "On the characterization of optical fiber network components with optical frequency domain reflectometry," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 15, pp. 1131–1141, July 1997.
- [31] B. Soller, D. Gifford, M. Wolfe, and M. Froggatt, "High resolution optical frequency domain reflectometry for characterization of components and assemblies," *Opt. Express*, vol. 13, pp. 666–674, Jan 2005.
- [32] M. Wegmuller, P. Oberson, J. P. von der Weid, O. Guinnard, L. Guinnard, C. Vinegoni, M. Legre, and N. Gisin, "Overview of coherent reflectometry techniques: characterization of components and small systems," *Technical Digest Symposium on Optical Fiber Measurements, 2000 (NIST SP 953)*, pp. 155–60|viii+189, 2000.

- [33] A.-F. Obaton, A. Quoix, and J. Dubard, "Uncertainties on distance and chromatic dispersion measurement using optical low-coherence reflectometry," *Metrologia*, vol. 45, no. 1, p. 83, 2008.
- [34] K. Takada, H. Yamada, and Y. Inoue, "Optical low coherence method for characterizing silica-based arrayed-waveguide grating multiplexers," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 14, pp. 1677–1689, July 1996.
- [35] T. Niemi, M. Uusimaa, and H. Ludvigsen, "Limitations of phase-shift method in measuring dense group delay ripple of fiber Bragg gratings," *Photonics Technology Letters, IEEE*, vol. 13, no. 12, pp. 1334–1336, 2001.
- [36] T. Dennis and P. Williams, "Achieving high absolute accuracy for Group-delay measurements using the Modulation phase-shift technique," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 23, no. 11, pp. 3748–3754, 2005.
- [37] T. Niemi, G. Genty, and H. Ludvigsen, "Group-delay measurements using the phase-shift method: improvement on the accuracy," in *27th European Conference on Optical Communication, 2001. ECOC '01.*, vol. 4, pp. 496–497 vol.4, 2001.
- [38] R. Fortenberry, W. Sorin, and P. Hernday, "Improvement of group delay measurement accuracy using a two-frequency modulation phase-shift method," *Photonics Technology Letters, IEEE*, vol. 15, no. 5, pp. 736–738, 2003.
- [39] B. Eggleton, T. Stephens, P. Krug, G. Dhosi, Z. Brodzelis, and F. Ouellette, "Dispersion compensation using a fibre grating in transmission," *Electronics Letters*, vol. 32, no. 17, pp. 1610–1611, 1996.
- [40] F. Ouellette, "Dispersion cancellation using linearly chirped Bragg grating filters in optical waveguides," *Opt. Letters*, vol. 12, pp. 847–849, October 1987.
- [41] M. Sagues, M. Perez, and A. Loayssa, "Measurement of polarization dependent loss, polarization mode dispersion and group delay of optical components using swept optical single sideband modulated signals," in *Microwave photonics, 2008. jointly held with the 2008 asia-pacific microwave photonics conference. mwp/apmp 2008. international topical meeting on*, pp. 314–317, Sept 2008.
- [42] Z. Tang, S. Pan, and J. Yao, "A high resolution optical vector network analyzer based on a wideband and wavelength-tunable optical single-sideband modulator," *Opt. Express*, vol. 20, pp. 6555–6560, March 2012.
- [43] M. Wang and J. Yao, "Optical Vector Network Analyzer Based on Unbalanced Double-Sideband Modulation," *Photonics Technology Letters, IEEE*, vol. 25, no. 8, pp. 753–756, 2013.

---

## Capítulo 8

# Conclusiones y Líneas futuras

### 8.1 Conclusiones.

A lo largo de este trabajo de tesis se han desarrollado diferentes aspectos en referencia a dispositivos codificadores ópticos coherentes.

En el Capítulo 2 se introdujeron los conceptos teóricos que definen el proceso de la codificación óptica, desarrollado en mayor profundidad el proceso de codificación directa coherente respecto al incoherente.

Posteriormente se abordó la implementación de los dispositivos utilizados en los sistemas y aplicaciones basados en codificación óptica, presentándose su fabricación a través de dispositivos en fibra óptica, en concreto mediante redes de difracción super estructuradas (*SSFBGs*). La metodología de fabricación de las *SSFBGs* mediante el método de la máscara de fase se ha relatado de manera sucinta, destacándose las implicaciones del proceso sobre el comportamiento final los dispositivos fabricados. La principal limitación de las técnicas de fabricación desarrolladas en la literatura es la influencia directa sobre el ancho de banda final del dispositivo, relacionado directamente con el ancho del haz del láser ultra violeta de fabricación. Para finalizar se desarrollaron las ecuaciones matemáticas que modelan el proceso de codificación y decodificación coherente, incluido el efecto de la fabricación y se definieron los parámetros de evaluación del proceso en términos de eficiencia de la familia código implementada y de los dispositivos utilizados.

En el Capítulo 3, se han presentado dispositivos que ofrecen un ancho de banda mayor al obtenido en otras propuestas, obteniendo dispositivos con capacidad para trabajar en sistemas de *OCDMA* sobre *WDM* ya que pueden acomodar hasta a 4 usuarios en sub-bandas de 100 GHz, con una pérdida de potencia con respecto al máximo menor a 4 dB en todo el rango de trabajo de los dispositivos.

Estos dispositivos están basados en redes de difracción superestructuradas fabri-

cadadas mediante una reducción previa del ancho del haz ultra violeta del láser de fabricación. Esta característica nos lleva a obtener unos dispositivos con envolventes espectrales muy anchas, cuyo patrón espectral periódico puede ser empleado para la codificación de múltiples sub-bandas de forma simultánea y equivalente para todas ellas.

En referencia al número de sub-bandas que se pueden implementar en estos dispositivos, la limitación es impuesta por el proceso de fabricación, dependiente tanto de la duración del ancho del *chip* implementado en fabricación, como del patrón espectral *FRP*. En nuestro caso el patrón de repetición espectral ha sido de 0.8 nm que viene definido por la separación entre *chips*.

Los dispositivos obtenidos presentan una gran versatilidad, permitiendo su utilización en un sistema estándar codificando una señal pulsada dentro de un canal, o bien, como se ha propuesto en la verificación experimental, dividir el dispositivo en sub-bandas para ser implementado en un sistema *WDM/OCDMA*, haciendo uso de diferentes fuentes para cada sub-banda.

En el Capítulo 4, se ha ahondado en el proceso de fabricación a fin de eliminar el efecto del mismo en la característica espectral de los dispositivos fabricados. El resultado ha sido la obtención de dispositivos que presentan una envolvente plana en los que el ancho de banda total (o número de canales) puede ser definido previamente y presentan flancos espectrales muy abruptos (*roll-off*) de 5 dB/GHz. Debido a esta característica tienen un comportamiento excelente ante las interferencias de *crosstalk* de los canales adyacentes, con un nivel de supresión de hasta 25 dB, que permite un nivel de compactación espectral superior proporcionando una división espectral completamente eficiente.

Se ha comenzado por el desarrollo teórico y simulaciones teóricas que respaldan la propuesta de los nuevos dispositivos presentados y se ha desarrollado la modificación en el proceso de fabricación estándar en régimen de baja reflectividad para su correcta fabricación. Posteriormente y en la misma línea, se ha presentado la extensión del concepto de dispositivos con envolvente plana, para la obtención de dispositivos multi-banda y multi-código.

Para finalizar, se han mostrado los resultados del proceso de codificación y decodificación y verificando su similitud con el modelado teórico.

En el Capítulo 5 se ha presentado la propuesta teórica y la verificación experimental de dispositivos que implementan de forma conjunta las tareas de codificación/decodificación y compensación de la dispersión.

Se ha demostrado la compensación de la dispersión cromática debida a la transmisión por fibra junto con el proceso de codificación y decodificación utilizando un único dispositivo, compensado longitudes de fibra de 5.4 y 11.2 km.

Adicionalmente, se ha verificado la compensación de la dispersión de manera compartida en ambos extremos del sistema, dando lugar a nuevas longitudes de fibra que pueden ser compensadas, de 10.8 y 16.8 km, empleando para ello tanto codificadores como decodificadores compensadores, mostrando la capacidad de interoperabilidad entre los dispositivos, lo cual incrementa la flexibilidad de la red.

Profundizando en el diseño de dispositivos compensadores se han propuesto dis-



positivos que no sólo sean capaces de compensar una única longitud, sino que presenten la capacidad de compensar un rango de longitudes de fibra definidas por diseño, dando lugar a dispositivos multicompensadores de la dispersión, obteniéndose una tolerancia a la dispersión en un rango mayor a 6.5 km para dos códigos diferentes, reduciendo drásticamente la sensibilidad a la dispersión cromática.

Los dispositivos basados en *SSFBGs* normalmente están fabricados en baja reflectividad, y se caracterizan por unas altas pérdidas de inserción, sin embargo, en este capítulo se ha abordado también la fabricación de los dispositivos compensadores y multicompensadores en alta reflectividad. Debido a la limitación por las múltiples reflexiones que sufre la señal a lo largo del dispositivo, al implementarlos en alta reflectividad, deben ser tenidas en cuenta y compensadas utilizando métodos de síntesis (*DLP*) para el diseño de los mismos. La implementación en alta reflectividad nos proporcionan dispositivos con menos pérdidas de inserción obteniéndose una ganancia de 9 dB por cada dispositivo de los presentados; sin embargo, esta ganancia dependerá del código implementado.

En el Capítulo 6 se presentan dispositivos codificadores coherentes integrados en *SOI*. A lo largo del capítulo se hace una breve introducción a la tecnología utilizada, y se presenta el diseño de los dispositivos basados en celdas unitarias totalmente parametrizables. El comportamiento teórico de las estructuras ha sido desarrollado y contrastado con los resultados de las medidas experimentales obteniéndose discrepancias notables entre ambos, que han sido estudiados y solventados en la medida de lo posible.

Los dispositivos han sido caracterizados en tiempo y frecuencia, así como el comportamiento frente a la corriente de los desfases temporales, necesario para la sintonización (cambio de  $\pi$  en la fase) de los códigos. Diferentes palabras código en un único dispositivo han sido obtenidas y se han mostrado los diferentes espectros de cada código sintonizado, junto con su característica ideal, presentando un comportamiento equivalente.

En la validación experimental del proceso de codificación y decodificación se han utilizado los dispositivos integrados que presentan las mejores características, conjuntamente con los dispositivos basados en *SSFBGs* multi-banda multi-código presentados con anterioridad en el Capítulo 4, presentándose adicionalmente una comparación con el comportamiento ideal, reflejando así el adecuado comportamiento, la versatilidad y la alta compactabilidad de los dispositivos propuestos, además de la completa compatibilidad entre ambas tecnologías.

Para finalizar en el Capítulo 7 se ha hecho un sucinto resumen sobre las técnicas existentes para la caracterización de dispositivos ópticos pasivos, listando aquellas técnicas que proporcionan la caracterización completa recuperando el comportamiento en amplitud y fase. Concretamente se han presentado dos técnicas basadas en radiofrecuencia que utilizan la modulación de la portadora óptica junto con sus desarrollos matemáticos, y se han definido sus limitaciones y aspectos críticos.

Consecutivamente, se ha extendido el concepto de caracterización mediante técnicas de radiofrecuencia a fin de obtener una metodología eficaz para la caracterización espectro-temporal de los dispositivos de-codificadores objeto en este trabajo

de tesis.

Se han presentado los resultados obtenidos utilizando el método basado en la variación de la frecuencia de modulación de la portadora óptica en banda lateral única, presentándose como una solución efectiva con alta resolución espectral, limitada únicamente por el ancho de línea del láser sintonizable utilizado (100 Hz). De estos resultados obtenidos se extrae la alta precisión de esta metodología, que permite la recuperación de la distribución de cada uno de los *chips* y la fase óptica bipolar propia de las redes fabricadas. Estos resultados refuerzan la propuesta de esta metodología como una alternativa viable en la caracterización de dispositivos ópticos pasivos en general y de *SSFBG* en particular.

## 8.2 Líneas futuras.

De los resultados expuestos a lo largo de este trabajo, surgen diversas ideas que pueden dar lugar a líneas de investigación futuras.

- Con respecto a los dispositivos en fibra, debido a los buenos resultados obtenidos en el diseño de las redes incluyendo la compensación del propio proceso de fabricación, se propone:
  - Aplicar este concepto de manera más ambiciosa, diseñando dispositivos que no sólo implementen la función de codificadores y decodificadores, sino que además, se comporten como ecualizadores. Siendo posible compensar las pérdidas por la deformación espectral/temporal de la señal (debidas a la fuente utilizada, otros dispositivos o filtros presentes en el enlace/sistema, la propia transmisión, *etc*) mediante el diseño adecuado de los dispositivos, para sistemas estáticos.
  - Respecto a la fabricación de alta reflectividad mediante síntesis, sería interesante un estudio de reflectividad máxima susceptible en cada código de las diferentes familias código, definiendo así subconjuntos de códigos, que además de sus buenas propiedades en cuanto a codificación y decodificación, presenten una determinada ganancia al implementarlos en alta reflectividad.
- Con respecto a la tecnología integrada, existen diferentes vertientes que podrían ser estudiadas en un futuro, como lo son:
  - Optimización de las técnicas para la caracterización de las estructuras propuestas, así como de los elementos y parámetros característicos de estos dispositivos: índice de grupo efectivo, efecto en la fase relativa de los acopladores, *etc*.
  - Aplicación y caracterización del *bonding* eléctrico que permita una caracterización activa de los desfases termo-ópticos más manejable y

repetitiva; para así, poder obtener las corrientes y rangos de trabajo de manera óptima y posibilitando la conmutación de códigos no manual.

- Estudio de diferentes estructuras para la implementación de los codificadores y decodificadores (*MMI*, *AWG* o anillos), evaluando el comportamiento y sensibilidad a cambios en los parámetros de diseño: longitud de onda o discrepancias debidas al proceso de fabricación.



---

## Apéndice A

### Gold Code

A continuación se muestran todas las palabras código de una familia de códigos *Gold*, con  $n = 6$ , obteniendo una longitud de 63 *chips*.

La cardinalidad de los códigos *Gold* también depende de  $n$ , siendo  $C=2^n + 2$ . Por lo que en total existen 65 palabras código. El conjunto total, se reduce a aquellas combinaciones de palabras código que mejores relaciones presentan en cuanto a autocorrelación y correlación cruzada (resaltarás en gris).

#### A.1 Familia de código Gold utilizada en el trabajo de tesis.

|    |  |
|----|--|
| 1  | 000001000011000101001111010001110010010110111011001101010111111    |
| 2  | 011111101011100011001110110000011110010010101001101000010001011    |
| 3  | 011110101000 1001100000001100001101100000100010010100101000110100  |
| 4  | 1111100101000000011010010110001001110110011101000011101110101001   |
| 5  | 111111101101001001110100010000001011011100011101101100010010010    |
| 6  | 111100011111011100111001010010000000000011110110001111011100100    |
| 7  | 111011111011110110100011010110010110111100100001001001000001000    |
| 8  | 110100110010100010010111011110111011000010001111000101111010000    |
| 9  | 10101010000000101111111001111100000111111010011011100001100000     |
| 10 | 010110000101011000101111101101010111000101101011101111100000000    |
| 11 | 1011110011111111110001110101000111000110000011010001000111000001   |
| 12 | 011101011010110011001100100011100111011011111001000110001000010    |
| 13 | 111001110000101001001000110101011000001100111111011011101000101    |
| 14 | 1100001001000111101000000011000100110100010110011100000101001010   |
| 15 | 1000100011011110101010001000011011011111110101010010110101010100   |
| 16 | 000111011111010010111001111101001000010001100110011111010101101000 |
| 17 | 00110111110000001001101100110110101001101111111110100010100010001  |
| 18 | 011000110101000110111101000100111111010100110000010010111100011    |
| 19 | 110010101111000010101011111011101000010010101101110010000000111    |
| 20 | 100110011011001010000110000101000110011110010110110011111001110    |

|    |   |
|----|---|
| 21 | 001111110011011011011101111000011010000111100000110000001011100 |
| 22 | 011100100011111001101010000010100010110100001100110111101111001 |
| 23 | 111010000010111100000101110111010011010011010100111000100110011 |
| 24 | 110111000000110111011010011100110000011101100100100110110100110 |
| 25 | 101101000100100001100101001011110110000000000100011010010001100 |
| 26 | 011001001100001100011011100101111010111011000101100011011011000 |
| 27 | 110001011101010111100110111001100011001101000110010001001110001 |
| 28 | 100001111111100000011100000001010000100001000001110101100100010 |
| 29 | 00000011101000111110100111000011011111001001110111100110000100  |
| 30 | 000010110001010000000010010011111001001001010000101110011001001 |
| 31 | 000110100111101111010101010101100100101001101100001011001010011 |
| 32 | 001110001010010001111011011001011111101000010101000001101100111 |
| 33 | 011111010001101100100111000000101001101011100111010100100001111 |
| 34 | 11110110011001011001111111001100010110110000001111110111011111  |
| 35 | 111000001001100011101110010100011101100011001010101010001111110 |
| 36 | 110011010110001000001101011010101101111101011000000011100111100 |
| 37 | 100101101001011111001011000111001101000001111101010000110111000 |
| 38 | 001000010111110001000111111100001100111000110111110110010110000 |
| 39 | 010011101010101101011110001010001111001010100010111011010100001 |
| 40 | 100100010000010101101101100110001000101110001000100001010000011 |
| 41 | 001011100101100100001010111110000111100111011100010101011000110 |
| 42 | 010100001110000111000100001110011001110101110101111101001001101 |
| 43 | 101011011001000001011001101110100101010000100110101101101011011 |
| 44 | 010101110111001101100010101111011100011010000000001100101110110 |
| 45 | 101000101011010100010100101100101110001111001101001110100101101 |
| 46 | 010010010011100111111000101011001010100101010111001010110011010 |
| 47 | 100111100010000000100000100100000011110001100011000010011110101 |
| 48 | 001100000001001110010000111010010001011000001011010011000101010 |
| 49 | 011011000111010011110000000110110100001011011011110001110010101 |
| 50 | 110101001011101000110001111111111110101101111010110100011101011 |
| 51 | 101001010010011110110010001101101011100000111000111111000010110 |
| 52 | 010001100001110010110101101001000001111010111100101001111101100 |
| 53 | 100000000110101010111010100000010101001110110100000100000011001 |
| 54 | 000011001000011010100100110010111100100110100101011111111110010 |
| 55 | 000101010101111010011000010111101111110110000111101000000100101 |
| 56 | 001001101110111011100001011101001001010111000010000111110001011 |
| 57 | 010000011000111000010011001000000100010101001001011000011010111 |
| 58 | 100011110100111111110111100010011110010001011111100111001101111 |
| 59 | 000100101100110000111110110110101010011001110010011001100011110 |
| 60 | 001010011100101110101100011111000010001000101001100100111111101 |
| 61 | 010111111100010010001001001100010010101010011110011110000111011 |
| 62 | 10110011110110101100001110101011001110111110001101011110110111  |
| 63 | 011010111110011001010110100111110001100100101110000000010101110 |
| 64 | 110110111001111101111100111101110101110010010001010111010011101 |
| 65 | 101110110110110100101000001001111101011111101111111001011111010 |

---

## Apéndice B

# Publicaciones científicas del autor

### B.1 Publicaciones científicas en revistas

1. R. Baños, V. Garcia-Munoz, D. Pastor and W. Amaya, “Rectangular Global Envelope Super Structured FBGs for Multiband Coherent OCDMA,” *Photonics Technology Letters, IEEE*, vol.25, no.5, pp.512–514, March, 2013.
2. R. Baños, D. Pastor, W. Amaya and V. Garcia-Munoz, “Chromatic dispersion compensation and coherent Direct-Sequence OCDMA operation on a single super structured FBG,” *Optics Express*, vol. 20, no. 13, pp 13966–13976, June 2012.
3. W. Amaya, D. Pastor, R. Baños and V. Garcia-Munoz, “WDM-Coherent OCDMA over one single device based on short chip Super structured fiber Bragg gratings,” *Optics Express*, vol.19, no 24, pp- 24627–24637, November 2011.

### B.2 Publicaciones científicas en congresos

1. R. Baños, D. Pastor Abellán and D. Domenech, “A Direct Sequence Coherent OCDMA proposal employing a Code-Tunable SOI integrated encoder and a Multi-band and Multi-code SSFBG decoder,” *The 39th European Conference and Exhibition on Optical Communication*, London, UK, September 2013.
2. R. Baños, D. Pastor and D. Domenech, “Design and experimental verification of DSC-OCDMA integrated SOI En/Decoder devices and 3D SSFBG proposal,” *XXVIII Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio (URSI 2013)*, Santiago de Compostela, España, September 2013.

3. R. Baños, D. Pastor and D. Domenech, "Code-Tunable Direct Sequence Coherent OCDMA device based on Silicon on Insulator," *15th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON)*, 2013, vol., no., pp.1,4, 23-27 June 2013.
4. R. Baños, D. Pastor, V. Garcia-Munoz and W. Amaya, "Spectral efficiency in WDM-OCDMA Coherent Direct Sequence encoder/decoder devices based on fiber Bragg gratings," *15th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON)*, vol., no., pp.1,4, 23-27 June 2013.
5. V. Garcia-Munoz, J. Domenech, R. Baños, W. Amaya, and D. Pastor, "Design equations of flat top Super Structured Fibre Bragg Gratings for WDM-coherent direct sequence OCDMA," *14th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON)*, vol., no., pp.1,4, 2-5 July 2012.
6. R. Baños, D. Pastor, W. Amaya and V. Garcia-Munoz, "Chromatic dispersion tolerant coherent DS-OCDMA encoding based on SSFBG devices," *14th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON)*, 2012, vol., no., pp.1,4, 2-5 July 2012.
7. W. Amaya, D. Pastor, R. Baños and V. Garcia-Munoz, "Multi-channel encoding devices for WDM - Coherent Direct Sequence OCDMA applications based on Super Structured Fibre Bragg Gratings," *13th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON)*, 2011, vol., no., pp.1,4, 26-30 June 2011.
8. D. Pastor, W. Amaya, R. Baños and V. Garcia-Munoz, V., "Simultaneous chromatic dispersion compensation and coherent direct-sequence OCDMA encoding on a single SSFBG device," *13th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON)*, vol., no., pp.1,4, 26-30 June 2011.
9. D. Pastor, W. Amaya, R. Baños, "Caracterización De Alta Resolución De La Respuesta Impulsiva Y Espectral De Dispositivos ópticos Espectralmente Anchos," *XXVI Simposio Nacional de la Union Cientifica Internacional de Radio (URSI 2011)*, Leganes, España, Septiembre 2011.
10. W. Amaya, D. Pastor, R. Baños and V. Garcia-Munoz, "Cod/Decodificadores Multicanal Para Aplicaciones WDM-OCDMA Basados En Redes De Difraccion De Bragg," *XXVI Simposio Nacional de la Union Cientifica Internacional de Radio (URSI 2011)*, Leganes, España, Septiembre 2011.
11. D. Pastor, W. Amaya, R. Baños and V. Garcia-Munoz, "Dispositivo Codificador OCDMA En Secuencia Directa Con Compensación De Dispersión Cromática," *XXVI Simposio Nacional de la Union Cientifica Internacional de Radio (URSI 2011)*, Leganes, España, Septiembre 2011.



12. D. Pastor R. Baños and W. Amaya, "Precise spectral and impulse response characterization of broadband Super Structured FBGs by multi-scan OSSB," *Optical Fiber Communication Conference and Exposition (OFC/NFOEC) and the National Fiber Optic Engineers Conference*, vol., no., pp.1,3, 6-10 March 2011.